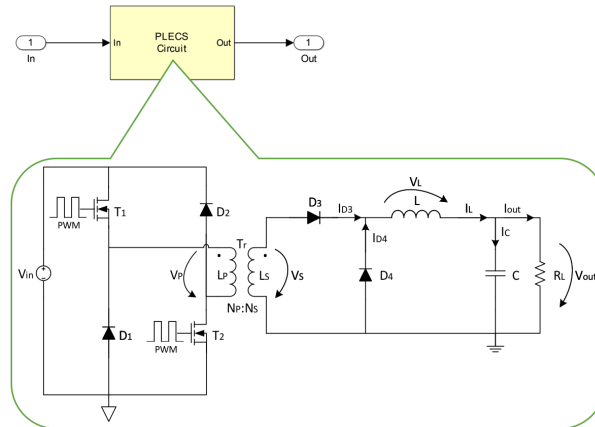




Alfrendinho da Costa
Barros

Simulação e Controlo de Fontes de Comutação com Software PLECS





**Alfrendinho da Costa
Barros**

**Simulação e Controlo de Fontes de Comutação
com Software PLECS**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Prof. Doutor Alexandre Manuel Moutela Nunes da Mota, Professor Associado do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro e do Prof. Doutor Rui Manuel Escadas Ramos Martins, Professor Auxiliar do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

o júri / the jury

presidente / president

Prof. Doutor Ernesto Fernando Ventura Martins

Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro

vogais / examiners committee

Prof. Doutor José António Barros Vieira

Professor Adjunto da Escola Superior de Tecnologia, Instituto Politécnico de Castelo Branco

Prof. Doutor Alexandre Manuel Moutela Nunes da Mota

Professor Associado da Universidade de Aveiro (Orientador)

”Dedico este trabalho em especial ao meu anjo e meu filho Júnior...”

agradecimentos / acknowledgements

Ao longo desta caminhada do meu percurso académico em Portugal não foi um trabalho solitário, pelo que queria deixar aqui os meus agradecimentos em especial a algumas pessoas e instituições:

Ao meu orientador Prof. Doutor Alexandre Manuel Moutela Nunes Mota, Co-orientador Prof. Doutor Rui Manuel Escadas Martins, pelo acompanhamento ao longo da realização deste trabalho da dissertação e Investigador Doutor Rômulo Antão pela ajuda.

Ao Ministério da Educação da Republica Democrática de Timor Leste, pelo apoio de financiamento do meu estudo em Portugal.

À Prof.^a Doutora Clara Magalhães, Dr. Angelo Ferreira e Mestre Miguel Oliveira pelo apoio prestado a mim.

Ao Centro Universitário Fé e Cultura (CUFC) na pessoa do Sr. Padre Virgílio Maia pelo caloroso acolhimento e ajuda nos momentos difíceis que passei em Aveiro.

Aos meus pais Filomeno Barros, Sinorina da Costa Fernandes e aos meus irmãos: Lenny, Didi, Tina, Bere, Nuku, Ima e Leo, pelos apoios incondicionais, incentivos até atingir os meus objetivos de concluir o curso.

À Lubelia Freitas pelo acompanhamento ao longo deste percurso académico.

Aos meus amigos portugueses e PALOP's pela disponibilidade para guiar a minha caminhada aqui na Universidade de Aveiro.

Ao amigo Yannick Ceita e José Nogueira pela ajuda na correção do texto desta dissertação.

Aos meus conterrâneos timorenses pelo apoio, partilha de experiência e convivência.

O meu muito obrigado para aqueles que me esqueci de mencionar.

Palavras-Chave

Simulação, Fontes de Comutação, Eletrónica de Potência, Modelação, Identificação e Controlo.

Resumo

A simulação com software PLECS no Simulink/MATLAB permite ultrapassar a dificuldade de integração dos algoritmos de controlo digitais com circuitos analógicos.

No âmbito deste trabalho de dissertação pretende-se dimensionar os algoritmos de controlo digitais implementados nas fontes de comutação. Partindo pela identificação do modelo dinâmico em malha aberta pelo métodos dos mínimos quadrados, será realizado o ajustamento dos parâmetros dos controladores P, PI, PID e RST bem como ensaios com as perturbações que afectam as fontes de comutação tais como a variação da tensão de entrada e de carga. Para uma avaliação do desempenho dos controladores foi realizada uma comparação através do cálculo do erro médio quadrático.

Keywords

Simulation, Switching Power Supplies, Power Electronics, Modeling, Identification and Control.

Abstract

The simulation with PLECS software in Simulink / MATLAB makes it possible to overcome the difficulty of integrating digital control algorithms with the analog circuits.

For this dissertation it is intended to dimensioning the digital control of the implemented algorithms in the switched power supply. Through the identification of the dynamic model in open loop by the least squares methods, the adjustment of the parameters for the controllers of P, PI, PID, RST, and the performance of tests with disturbances on the input and on the loads. As an evaluation of the controller's performance, a comparison was realized with the calculation of the mean square error.

Conteúdo

Conteúdo	i
Lista de Figuras	iii
Lista de Tabelas	vii
Lista de acrónimos	ix
1 Introdução	1
1.1 Enquadramento	1
1.2 Objetivos	1
1.3 Estrutura da dissertação	2
2 Estudo das Fontes de Comutação	3
2.1 Conversor Buck	3
2.2 Conversor Boost	5
2.3 Conversor Flyback	7
2.4 Conversor Flyback com isolamento	8
2.5 Conversor Forward com isolamento	10
2.6 Conversor Forward com dois elementos de comutação	13
3 Simulação	17
3.1 Software PLECS	17
3.2 Implementação dos modelos de simulação	19
3.2.1 Modelo Simulink	19
3.2.2 Modelo PLECS	19
Principais componentes utilizados	19
Circuitos implementados	23
3.3 Execução da simulação a partir de código MATLAB	25
4 Implementação dos Controladores Digitais	29
4.1 Identificação do modelo dinâmico do conversor (malha aberta)	29
4.1.1 Escolha do Intervalo de amostragem	30
4.1.2 Aplicação do método dos mínimos quadrados	30
4.1.3 Equações dos conversores	32
4.1.4 Resultados	33
4.1.5 Conclusão	41

4.2	Controladores Digitais	42
4.2.1	Controlador Proporcional	43
4.2.2	Controlador Proporcional Integral	43
4.2.3	Controlador Proporcional Integral Diferencial	44
4.2.4	Controlador RST	45
	Resolução de sistema de segunda ordem	47
5	Resultados da Simulação em Malha Aberta	51
5.1	Parâmetros dos conversores	51
5.2	Conversor Buck	52
5.3	Conversor Boost	53
5.4	Conversor Flyback	54
5.5	Conversor Flyback com isolamento	55
5.6	Conversor Forward com isolamento	56
5.7	Conversor Forward com dois elementos de comutação	57
6	Resultados dos Ensaios sem Perturbações	59
6.1	Controlador Proporcional	59
6.2	Controlador Proporcional Integral	59
6.3	Controlador Proporcional Integral Diferencial	63
6.4	Controlador RST	66
6.5	Análise do desempenho dos controladores (sem perturbações)	68
7	Resultados dos Ensaios com Perturbações	71
7.1	Variação de tensão de entrada	72
7.1.1	Controlador PID	72
7.1.2	Controlador RST	77
7.2	Variação de corrente de saída	78
7.2.1	Controlador PID	79
7.2.2	Controlador RST	81
7.3	Análise do desempenho dos controladores (com perturbações)	82
8	Conclusões e Trabalho Futuro	83
8.1	Conclusões	83
8.2	Trabalho Futuro	83
	Apêndice	85
	Bibliografia	105

Lista de Figuras

2.1	Conversor Buck	4
2.2	Formas de onda do conversor Buck (Adaptado de [3])	4
2.3	Conversor Boost	5
2.4	Formas de onda do conversor Boost (Adaptado de [3])	6
2.5	Conversor Flyback	7
2.6	Formas de onda do conversor Flyback (Adaptado de [3])	8
2.7	Conversor Flyback com isolamento	9
2.8	Formas de onda do conversor Flyback com isolamento (Adaptado de [3])	10
2.9	Conversor Forward com isolamento	11
2.10	Formas de onda do conversor Forward com isolamento (Adaptado de [3])	12
2.11	Conversor Forward com dois elementos de comutação	13
2.12	Formas de onda do conversor Forward com dois elementos de comutação (Adaptado de [3])	14
3.1	Ambiente do Simulink	18
3.2	Ambiente do PLECS	18
3.3	Modelo Simulink	19
3.4	Portas de entrada e saída de sinais	19
3.5	Multiplexer e demultiplexer	20
3.6	Fontes de tensão	20
3.7	Bobina	20
3.8	Condensador	20
3.9	Mosfet	21
3.10	Díodo	21
3.11	Resistência	21
3.12	Transformador	21
3.13	Interruptor	21
3.14	Gerador de sinal de onda triangular	22
3.15	Comparador	22
3.16	Voltímetro	22
3.17	Amprímetro	22
3.18	Modelo PLECS do Conversor Buck	23
3.19	Modelo PLECS do Conversor Boost	23
3.20	Modelo PLECS do Conversor Flyback	24
3.21	Modelo PLECS do Conversor Flyback com isolamento	24
3.22	Modelo PLECS do Conversor Forward com isolamento	24

3.23	Modelo PLECS do Conversor Forward com isolamento de dois fontes de comutação	25
3.24	Sinal de controlo PWM	25
3.25	Modelo de simulação do Conversor Buck	26
4.1	Estimação do erro	30
4.2	Esquema eléctrico RLC	32
4.3	Esquema eléctrico RLC	33
4.4	Sinal de entrada e ganho do modelo dinâmico	34
4.5	Sinal de entrada e sinais de saída	35
4.6	Sinal de entrada e ganho do modelo dinâmico	36
4.7	Sinal de entrada e sinais de saída	36
4.8	Sinal de entrada e ganho do modelo dinâmico	37
4.9	Sinal de entrada e sinais de saída	37
4.10	Sinal de entrada e ganho do modelo dinâmico	38
4.11	Sinal de entrada e sinais de saída	38
4.12	Sinal de entrada e ganho do modelo dinâmico	39
4.13	Sinal de entrada e sinais de saída	39
4.14	Sinal de entrada e ganho do modelo dinâmico	40
4.15	Sinal de entrada e sinais de saída	41
4.16	Controlador Proporcional	43
4.17	Controlador Proporcional Integral	43
4.18	Controlador Proporcional Integral Diferencial	44
4.19	Controlador RST	45
5.1	Resposta transitória do conversor Buck	52
5.2	Formas de ondas ampliadas na resposta estacionária	52
5.3	Resposta transitória do conversor Boost	53
5.4	Formas de ondas ampliadas na resposta estacionária	53
5.5	Resposta transitória do conversor Flyback	54
5.6	Formas de ondas ampliadas na resposta estacionária	54
5.7	Resposta transitória do conversor Flyback com isolamento	55
5.8	Formas de ondas ampliadas na resposta estacionária	55
5.9	Resposta transitória do conversor Forward com isolamento	56
5.10	Formas de ondas ampliadas na resposta estacionária	56
5.11	Resposta transitória do conversor Forward com dois elementos de comutação	57
5.12	Formas de ondas ampliadas na resposta estacionária	57
6.1	Sinal de saída e de controlo do conversor Buck com PI	60
6.2	Sinal de saída e de controlo do Boost com PI	60
6.3	Sinal de saída e de controlo do conversor Flyback com PI	61
6.4	Sinal de saída e de controlo do conversor Flyback com isolamento com PI	61
6.5	Sinal de saída e de controlo do conversor Forward com isolamento com PI	62
6.6	Sinal de saída e de controlo do conversor Forward com dois elementos de comutação com PI	62
6.7	Sinal de saída e de controlo do conversor Buck com PID	63
6.8	Sinal de saída e de controlo do conversor Boost com PID	64

6.9	Sinal de saída e de controlo do conversor Flyback com PID	64
6.10	Sinal de saída e de controlo do conversor Flyback com isolamento com PID .	65
6.11	Sinal de saída e de controlo do conversor Forward com isolamento com PID .	65
6.12	Sinal de saída e de controlo do conversor Forward com dois elementos de co- mutação com PID	66
6.13	Sinal de saída e de controlo do conversor Buck com RST	68
6.14	Sinal de saída e de controlo do conversor Forward com isolamento com RST .	69
6.15	Sinal de saída e de controlo do conversor Forward com dois elementos de co- mutação com RST	70
7.1	Tensão de entrada variável e tensão de saída do conversor Buck	72
7.2	Tensão de saída ampliada	72
7.3	Tensão de entrada variável e tensão de saída do conversor Boost	73
7.4	Tensão de saída ampliada	73
7.5	Tensão de entrada variável e tensão de saída do conversor Flyback	74
7.6	Tensão de saída ampliada	74
7.7	Tensão de entrada variável e tensão de saída do conversor Flyback com isolamento	75
7.8	Tensão de saída ampliada	75
7.9	Tensão de entrada variável e tensão de saída do conversor Forward com isolamento	76
7.10	Tensão de saída ampliada	76
7.11	RST com variação da tensão de entrada no conversor Buck	77
7.12	Tensão de saída ampliada no conversor Buck	77
7.13	RST com variação da tensão de entrada no conversor Forward com isolamento	78
7.14	Tensão de saída ampliada no conversor Forward com isolamento	78
7.15	Corrente de saída variável e tensão de saída do conversor Buck	79
7.16	Corrente de saída variável e tensão de saída do conversor Boost	79
7.17	Corrente de saída variável e tensão de saída do conversor Flyback	80
7.18	Corrente de saída variável e tensão de saída do conversor Flyback com isolamento	80
7.19	Corrente de saída variável e tensão de saída do conversor Forward com isolamento	81
7.20	RST com variação da corrente de saída no conversor Buck	81
7.21	RST com variação da corrente de saída no conversor Forward com isolamento	82

Lista de Tabelas

4.1	Valores dos componentes	34
4.2	Influência do ganho K_p , K_i e K_d no controlador PID [12]	44
5.1	Parâmetros dos conversores	51
6.1	Valores EMQ obtidos para controladores sem perturbação	68
7.1	Valores EMQ obtidos para controladores PID e RST no ensaio com perturbação na entrada	82
7.2	Valores EMQ obtidos para controladores PID e RST no ensaio com perturbação na corrente de saída	82

Lista de acrónimos

CCM - Continuous Conduction Mode

DC - Direct Current

DCM - Descontinuous Conduction Mode

DCR - Direct Current Resistance

EMQ - Erro Médio Quadrático

ESR - Equivalent Series Resistance

P - Proportional

PI - Proportional Integral

PID - Proportional Integral Differential

PLECS - Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation

PWM - Pulse Width Modulation

RST - Reference Signal Tracking

Capítulo 1

Introdução

1.1 Enquadramento

Nos dias de hoje, em que predominam os sistemas de controlo baseados em abordagens digitais (algoritmos de computador), é difícil optar por uma ferramenta que, apesar de muito eficiente e sofisticada, dificulte a integração da simulação dos circuitos analógicos com os algoritmos de controlo digitais. Esta dificuldade pode ser ultrapassada com recurso à ferramenta PLECS.

A ferramenta PLECS [1] permite integrar, no ambiente de simulação Simulink do MATLAB, o modelo de um sistema analógico complexo descrito por um conjunto de componentes extraídos de uma dada biblioteca. Esta modularidade permite uma separação evidente entre o sistema a controlar, modelado por esta ferramenta, e os algoritmos de controlo implementados no MATLAB. Este facto pode permitir que no futuro estes algoritmos uma vez desenvolvidos e devidamente testados, possam ser implementados numa linguagem de programação, como por exemplo C, e executados num sistema de controlo digital, como o caso de um microcontrolador.

Uma das vantagens do PLECS é a possibilidade de poder simular sistemas constituídos por componentes ideais. Tomando o caso de circuitos eletrónicos, a simulação com semicondutores ideais facilitará em termos de tempos de comutação, tornando a simulação mais rápida em comparação com outros simuladores convencionais, os quais requerem fase transitória na comutação.

1.2 Objetivos

No âmbito deste trabalho é proposto o desenvolvimento de um conjunto de ferramentas de simulação baseadas em PLECS capazes de simular o controlo de fontes de comutação implementadas nas topologias mais comuns como: Buck, Boost, Flyback, Flyback com isolamento, Forward com isolamento e Forward com dois elementos de comutação através de algoritmos de controlo dos controladores P, PI, PID e RST.

1.3 Estrutura da dissertação

Esta dissertação é composta por oito capítulos e um apêndice.

No primeiro capítulo descreve-se o enquadramento, os objetivos e a estrutura desta dissertação.

No segundo capítulo são apresentadas as topologias mais comuns na implementação das fontes de comutação. Esquemas eléctricos, princípios de funcionamento e formas de onda também serão apresentados.

No terceiro capítulo é apresentada uma introdução do software PLECS e realizado o procedimento de simulação combinado do PLECS e Simulink, recorrendo a código MATLAB.

No quarto capítulo descreve-se a implementação dos controladores em abordagem discreta começando numa primeira fase por implementar a técnica de identificação do modelo dinâmico do conversor através do método dos mínimos quadrados por meio de uma função de transferência. A segunda fase descreve a implementação dos controladores P, PI, PID e RST.

No quinto capítulo são apresentadas as respostas transitórias e formas da onda de tensão e corrente em estado estacionário na simulação em malha aberta.

No sexto capítulo são apresentados os resultados obtidos com controladores P, PI, PID e RST sem perturbação.

No sétimo capítulo são apresentados os resultados com controladores PID e RST com perturbações na tensão de entrada e na carga.

No último capítulo são apresentadas as conclusões relativas ao trabalho desenvolvido e propostas para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Estudo das Fontes de Comutação

As fontes de comutação, vulgarmente designadas por conversores DC/DC são circuitos projetados para fornecer uma tensão contínua regulada a partir de uma fonte de tensão contínua não regulada. Basicamente fazem a conversão de uma tensão de entrada para uma outra tensão de saída, quer seja para diminuir a tensão disponibilizada na entrada, ou para aumentar, e até mesmo trocar a polaridade. São controlados por um sinal de entrada, normalmente um sinal modulado por largura de impulso (PWM), sendo o *duty cycle* deste sinal um dos principais elementos que irão definir a tensão de saída pretendida.

As topologias mais comuns dos conversores DC/DC são: o Buck, o Boost, o Flyback, o Flyback com isolamento, o Forward com isolamento e o Forward com dois elementos de comutação.

Conversores deste tipo, DC/DC, podem ter um funcionamento em três topologias, modo corrente contínua (CCM), modo corrente descontínua (DCM) e modo crítico. No modo contínuo, a corrente que flui através no elemento magnético nunca é nula, enquanto que no modo descontínuo a corrente que flui pela na bobina consegue ser nula ou até negativa. Isto é, assim que a corrente descer a um valor menor ou igual que zero passa-se a ter um modo de funcionamento DCM. O modo de funcionamento crítico ocorre quando a corrente que flui na bobina atinge o valor zero no exato momento em que o período de comutação termina [2].

2.1 Conversor Buck

O conversor Buck, ou Step down é um conversor que apresenta na sua saída uma tensão V_{out} menor que a tensão de entrada V_{in} . Buck também é comumente chamado de *conversor série* porque o elemento da comutação está em série com o restante circuito.

O princípio de funcionamento está dependente dos dois estados do sinal de controlo PWM:

- Quando o sinal PWM está *ON* o transístor liga durante este período T_{ON} , e o diodo D está inversamente polarizado, ficando cortado. Assim sendo a tensão da entrada V_{in} transfere energia para a bobina L , para o condensador C e para a carga R_L . Durante o período T_{ON} , a corrente da bobina I_L sobe linearmente com uma inclinação $\frac{\Delta I_L^+}{T_{ON}}$ igual a $\frac{V_{in} - V_{out}}{L}$.
- Quando o sinal PWM está *OFF* o transístor desliga durante este período de T_{OFF} , o diodo D fica diretamente polarizado, a tensão na bobina V_L fica com polaridade inversa

o que faz com que corrente na bobina decresça linearmente com uma inclinação $\frac{\Delta I_L^-}{T_{OFF}}$ igual a $\frac{V_{out}}{L}$.

A figura 2.1 apresenta o esquema elétrico do conversor Buck.

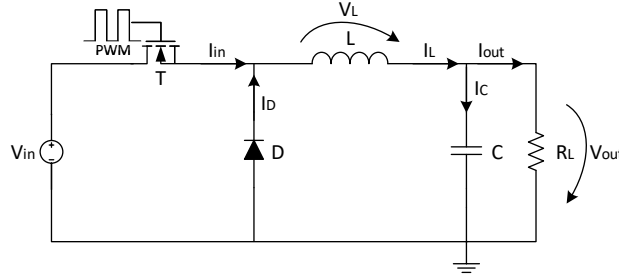


Figura 2.1: Conversor Buck

A figura 2.2 mostra as formas de onda da tensão e corrente no conversor Buck partindo do princípio que os seus componentes são ideais logo não tem perdas e a tensão de saída não tem *ripple*.

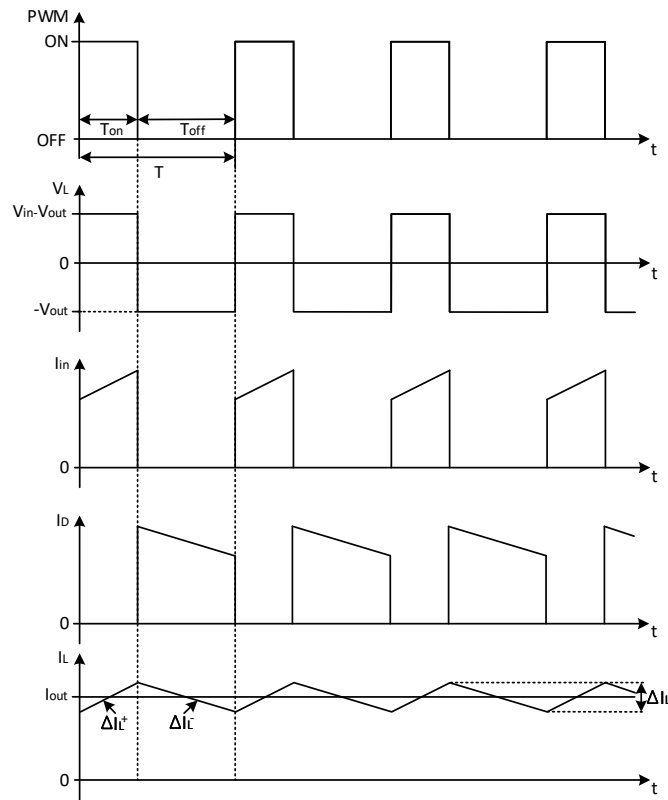


Figura 2.2: Formas de onda do conversor Buck (Adaptado de [3])

Pela figura consegue-se ver que a corrente da bobina I_L resulta da soma da corrente de entrada I_{in} com a corrente do diodo I_D , sendo o seu valor médio igual à corrente na saída I_{out} .

A fórmula da tensão de saída, pela análise do princípio de funcionamento do Buck, é dada pela relação das correntes na bobina no estado estacionário, partindo do pressuposto que está a operar em CCM:

$$\Delta I_L^+ = \Delta I_L^- \quad (2.1)$$

A tensão de saída é dada por:

$$(V_{in} - V_{out})T_{ON} = V_{out}T_{OFF} \quad (2.2)$$

$$V_{out} = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} V_{in} \quad (2.3)$$

Ou usando a relação com duty cycle:

$$V_{out} = \delta V_{in} \quad (2.4)$$

Onde o duty cycle é dado por:

$$\delta = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} \quad (2.5)$$

2.2 Conversor Boost

O conversor Boost, ou Step-up é um conversor que apresenta um comportamento oposto ao Buck, ou seja produz na sua saída uma tensão V_{out} maior que tensão de entrada V_{in} . A figura 2.3 representa o esquema elétrico do conversor Boost.

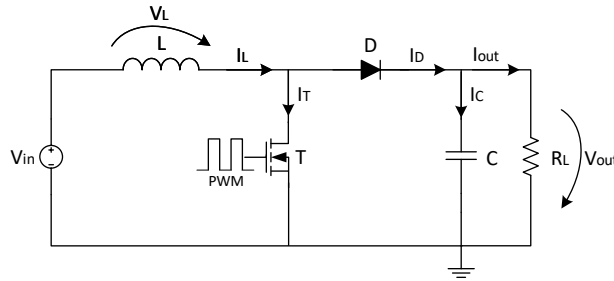


Figura 2.3: Conversor Boost

Tal como em todos os conversores, o Boost também tem o seu modo de funcionamento dependente dos dois estados do sinal de controlo PWM:

- Quando o sinal PWM está *ON* o transístor liga durante este período de T_{ON} , o díodo D fica inversamente polarizado, o condensador C transfere a energia para saída R_L , a fonte de tensão da entrada V_{in} transfere energia para a bobina L e a corrente da bobina I_L sobe linearmente com uma inclinação $\frac{\Delta I_L^+}{T_{ON}}$ igual a $\frac{V_{in}}{L}$.
- Quando o sinal PWM está *OFF* o transístor desliga durante este período de T_{OFF} o díodo D fica directamente polarizado, a tensão na bobina V_L fica com polaridade

inversa e a corrente na bobina decresça linearmente com uma inclinação $\frac{\Delta I_L^-}{T_{OFF}}$ igual a $\frac{V_{out} - V_{in}}{L}$.

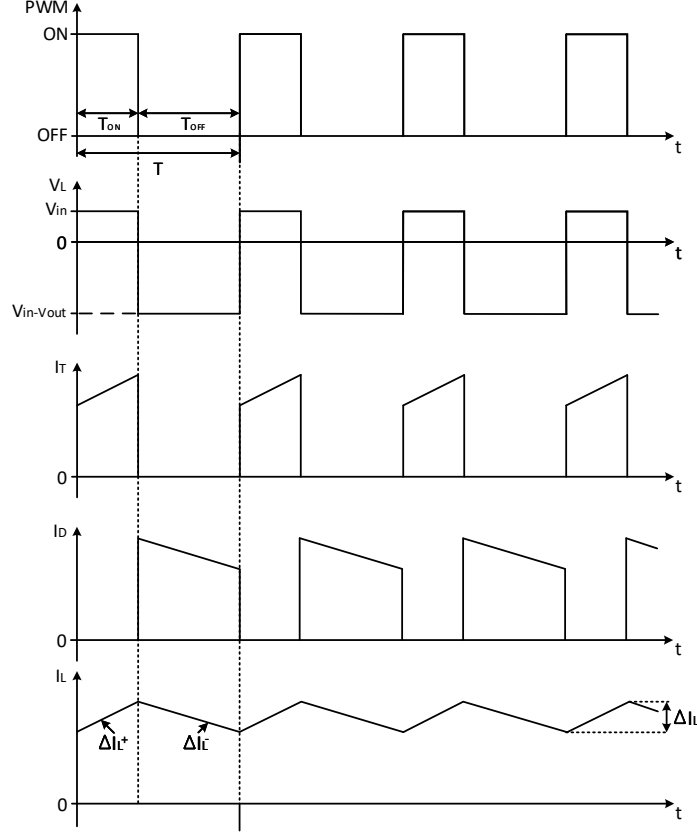


Figura 2.4: Formas de onda do conversor Boost (Adaptado de [3])

As formas de onda da tensão e corrente no conversor Boost estão apresentadas na figura 2.4, partindo do princípio que os componentes são considerados ideais não tendo perdas e a tensão de saída não apresenta *ripple*.

Pode-se ver que a corrente da bobina I_L é igual à soma de corrente do transístor I_T com corrente do diodo I_D .

A fórmula da tensão de saída, pela análise do princípio de funcionamento do Boost, é dada pela relação das correntes na bobina no estado estacionário, partindo do pressuposto que esta a operar em CCM:

$$\Delta I_L^+ = \Delta I_L^- \quad (2.6)$$

A tensão de saída é dada por:

$$V_{in}T_{ON} = (V_{out} - V_{in})T_{OFF} \quad (2.7)$$

$$V_{out} = \frac{T_{ON} + T_{OFF}}{T_{OFF}} V_{in} \quad (2.8)$$

Ou usando a relação com duty cycle:

$$V_{out} = \frac{1}{1 - \delta} V_{in} \quad (2.9)$$

2.3 Conversor Flyback

O conversor Flyback apresenta um comportamento combinado ao observado no Buck e Boost, uma vez que consegue produzir na sua saída uma tensão V_{out} maior ou menor que a tensão de entrada V_{in} , mas com a sua polaridade invertida. Por isso é que também é conhecido por conversor Buck-Boost. A figura 2.5 representa o esquema elétrico do conversor Flyback.

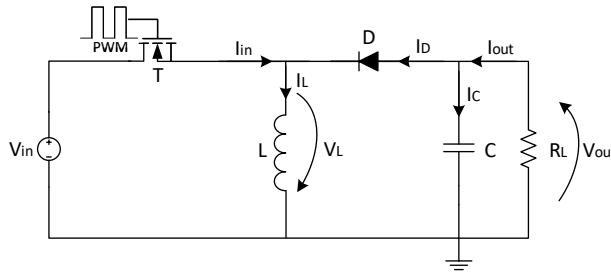


Figura 2.5: Conversor Flyback

O princípio de funcionamento está dependente dos dois estados do sinal de controlo PWM:

- Quando o sinal PWM está *ON* o transístor liga durante este período de T_{ON} , o díodo D fica inversamente polarizado, a fonte de tensão de entrada V_{in} transfere energia para a bobina L e a corrente da bobina I_L sobe linearmente com uma inclinação $\frac{\Delta I_L^+}{T_{ON}}$ igual a $\frac{V_{in}}{L}$.
- Quando o sinal PWM está *OFF* o transístor desliga durante este período de T_{OFF} , o díodo D fica directamente polarizado, a corrente na bobina decresce linearmente com uma inclinação $\frac{\Delta I_L^-}{T_{OFF}}$ igual a $-\frac{V_{out}}{L}$ e a tensão na bobina V_L tem uma polaridade inversa.

A figura 2.6 mostra as formas de onda da tensão e corrente no conversor Flyback com o pressuposto de ter componentes considerados ideais e a tensão de saída não apresenta *ripple*. A corrente da bobina I_L é então igual a soma de corrente da entrada I_{in} com a corrente do díodo I_D .

A fórmula da tensão de saída pela análise do princípio de funcionamento do Flyback é dada pela relação das correntes na bobina no estado estacionário, partindo do pressuposto que está a operar em CCM:

$$\Delta I_L^+ = \Delta I_L^- \quad (2.10)$$

A tensão de saída é dada por:

$$V_{in} T_{ON} = -V_{out} T_{OFF} \quad (2.11)$$

$$V_{out} = -\frac{T_{ON}}{T_{OFF}}V_{in} \quad (2.12)$$

Ou usando a relação com duty cycle:

$$V_{out} = -\frac{\delta}{1-\delta}V_{in} \quad (2.13)$$

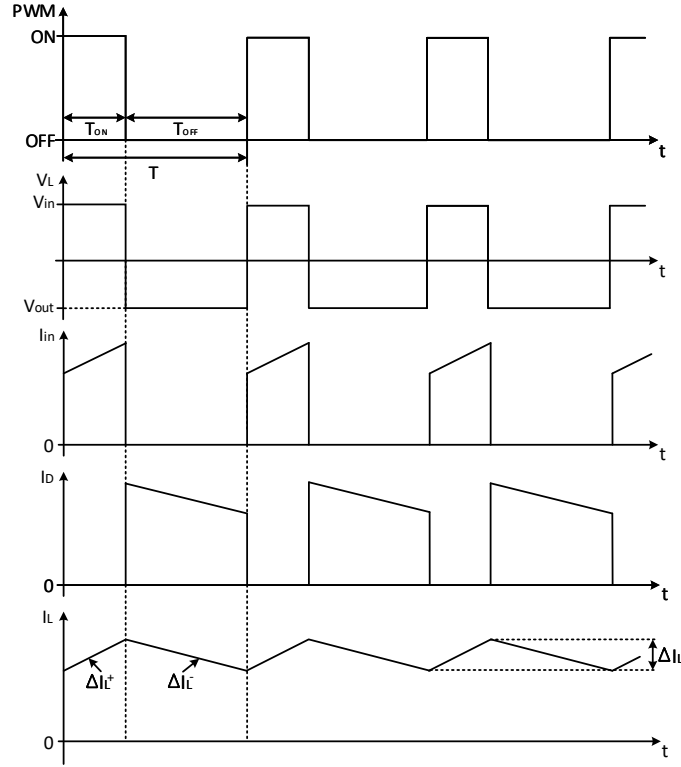


Figura 2.6: Formas de onda do conversor Flyback (Adaptado de [3])

2.4 Conversor Flyback com isolamento

O conversor Flyback com isolamento produz na sua saída uma tensão V_{out} regulada duma tensão de entrada V_{in} não regulada. O valor da tensão de saída V_{out} é dependente da variação do sinal de controlo PWM e a relação de transformação do transformador.

O princípio de funcionamento do conversor Flyback com isolamento também está dependente dos dois estados do sinal de controlo PWM:

- Quando o sinal PWM está *ON* o transístor liga durante este período de T_{ON} , o transformador Tr está a armazenar energia através de fluxo magnético no seu enrolamento primário L_P e há transferência da energia para o enrolamento secundário L_S com polaridade inversa, devido à forma como as bobinas do transformador estão enroladas no núcleo do transformador. O diodo D fica assim inversamente polarizado e a corrente da bobina I_{L_P} sobe linearmente com uma inclinação $\frac{\Delta I_{L_P}^+}{T_{ON}}$ igual a $\frac{V_{in}}{L_P}$.

- Quando o sinal PWM está *OFF* o transístor desliga durante este período de T_{OFF} , o díodo D fica diretamente polarizado, devido à relação do sentido de enrolamento secundário L_S a corrente na bobina decresce linearmente com uma inclinação $\frac{\Delta I_{L_S}^-}{T_{OFF}}$ igual a $\frac{V_{out}}{L_S}$.

A figura 2.7 representa o esquema elétrico do conversor Flyback com isolamento.

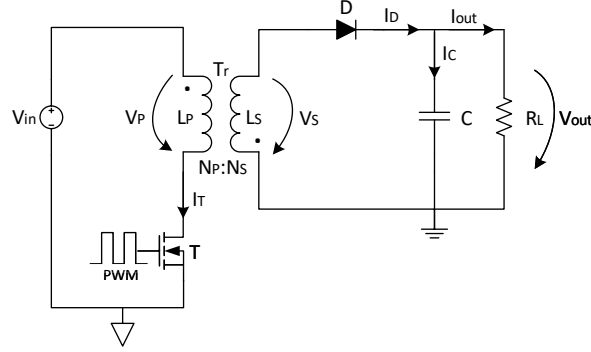


Figura 2.7: Conversor Flyback com isolamento

A figura 2.8 representa as formas de onda da tensão e corrente no conversor Flyback com isolamento, com o pressuposto de ter componentes considerados ideais e a tensão de saída não tem *ripple*.

A fórmula da tensão de saída pela análise do princípio de funcionamento do Flyback com isolamento é dada pela relação das correntes no transformador¹ no estado estacionário e pela relação dos enrolamentos do transformador²:

$$\Delta I_{L_P}^+ = \frac{N_S}{N_P} \Delta I_{L_S}^- \quad (2.14)$$

$$\frac{V_{in}}{L_P} T_{ON} = \frac{N_S}{N_P} \frac{V_{out}}{L_S} T_{OFF} \quad (2.15)$$

A sua tensão de saída é dada então por:

$$V_{out} = \frac{N_S}{N_P} \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} V_{in} \quad (2.16)$$

Ou usando a relação com duty cycle:

$$V_{out} = \frac{N_S}{N_P} \frac{\delta}{1 - \delta} V_{in} \quad (2.17)$$

¹ $I_S = \frac{N_P}{N_S} I_P$

² $L_S = \left(\frac{N_S}{N_P} \right)^2 L_P$

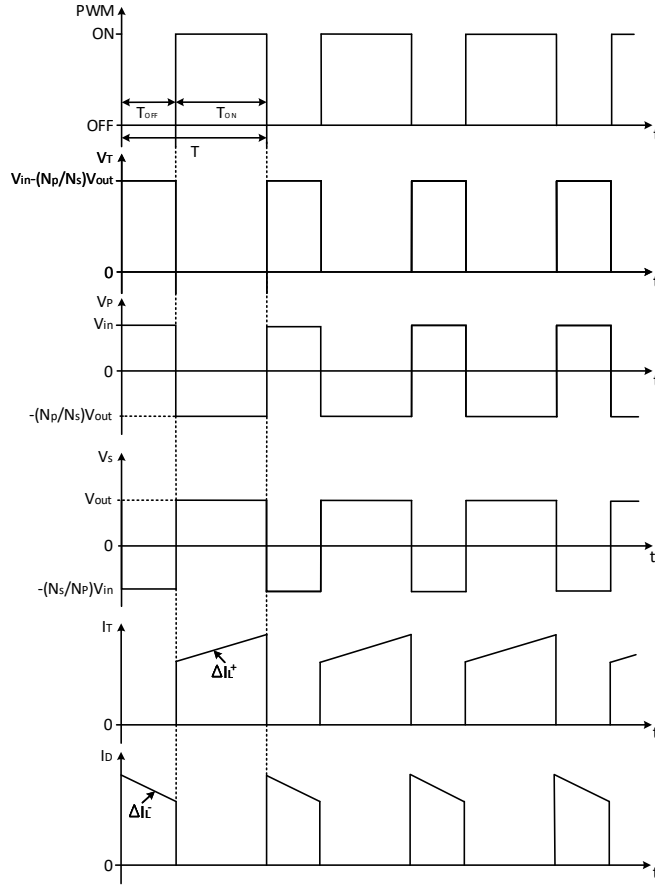


Figura 2.8: Formas de onda do conversor Flyback com isolamento (Adaptado de [3])

2.5 Conversor Forward com isolamento

O Conversor Forward com isolamento produz na sua saída uma tensão V_{out} maior ou menor (depende da relação de transformação do transformador) da tensão de entrada V_{in} . O transformador Forward transfere diretamente energia através de fluxo magnético no seu enrolamento primário L_{P1} para o enrolamento do secundário L_{S1} enquanto o transístor T estiver ligado. Além disso existe um outro enrolamento no primário L_{P2} do transformador (enrolamento terceiro) que está ligado a um díodo D_1 que tem objetivo de permitir que uma corrente de desmagnetização completa circule no transformador enquanto o transístor estiver desligado.

O princípio de funcionamento do conversor Forward com isolamento está dividido em dois estados do sinal de controlo PWM:

- Quando o sinal PWM está *ON* o transístor liga durante este período de T_{ON} , o transformador Tr transfere energia através de fluxo magnético no seu enrolamento primário L_{P1} para o enrolamento secundário L_S consequentemente o díodo D_2 fica diretamente polarizado e o díodo D_3 inversamente polarizado. Sendo assim a tensão no secundário do transformador V_S transfere energia para a bobina L , para o condensador C e para a

carga R_L . A corrente da bobina L sobe linearmente com uma inclinação $\frac{\Delta I_L^+}{T_{ON}}$ igual a $\frac{V_S - V_{out}}{L}$.

- Quando o sinal PWM está *OFF* o transistor desliga durante este período de T_{OFF} , o diodo D_1 fica diretamente polarizado, a tensão no primário é invertida e devolvida para a entrada. Por outro, o diodo D_2 fica inversamente polarizado e o D_3 diretamente polarizado, fazendo com que a corrente na bobina L decresça linearmente com uma inclinação $\frac{\Delta I_L^-}{T_{ON}}$ igual a $\frac{V_{out}}{L}$.

A figura 2.9 representa o esquema elétrico do conversor Forward com isolamento.

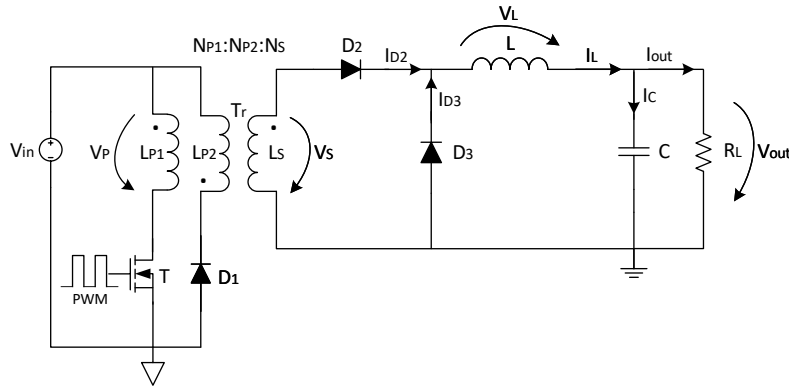


Figura 2.9: Conversor Forward com isolamento

A figura 2.10 representa as formas de onda da tensão e corrente no conversor Forward com isolamento, partindo do pressuposto que os seus componentes são ideais e não apresenta *ripple* na saída. A corrente da bobina I_L é então igual à soma de correntes nos diodos I_2 e I_{D3} com seu valor médio igual à corrente na saída I_{out} .

A fórmula da tensão de saída pela análise do princípio de funcionamento do Forward com isolamento é dada pela relação das correntes na bobina no estado estacionário, partindo do pressuposto que está a operar em CCM:

$$\Delta I_L^+ = \Delta I_L^- \quad (2.18)$$

Pela relação das tensões no transformador³, a tensão de saída é dada por:

$$V_S = \frac{N_S}{N_P} V_{in} \quad (2.19)$$

$$(V_S - V_{out})T_{ON} = V_{out}T_{OFF} \quad (2.20)$$

$$V_{out} = \delta \frac{N_S}{N_P} V_{in} \quad (2.21)$$

³ $V_S = \frac{N_S}{N_P} V_P$

Onde o duty cycle é:

$$\delta = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} \quad (2.22)$$

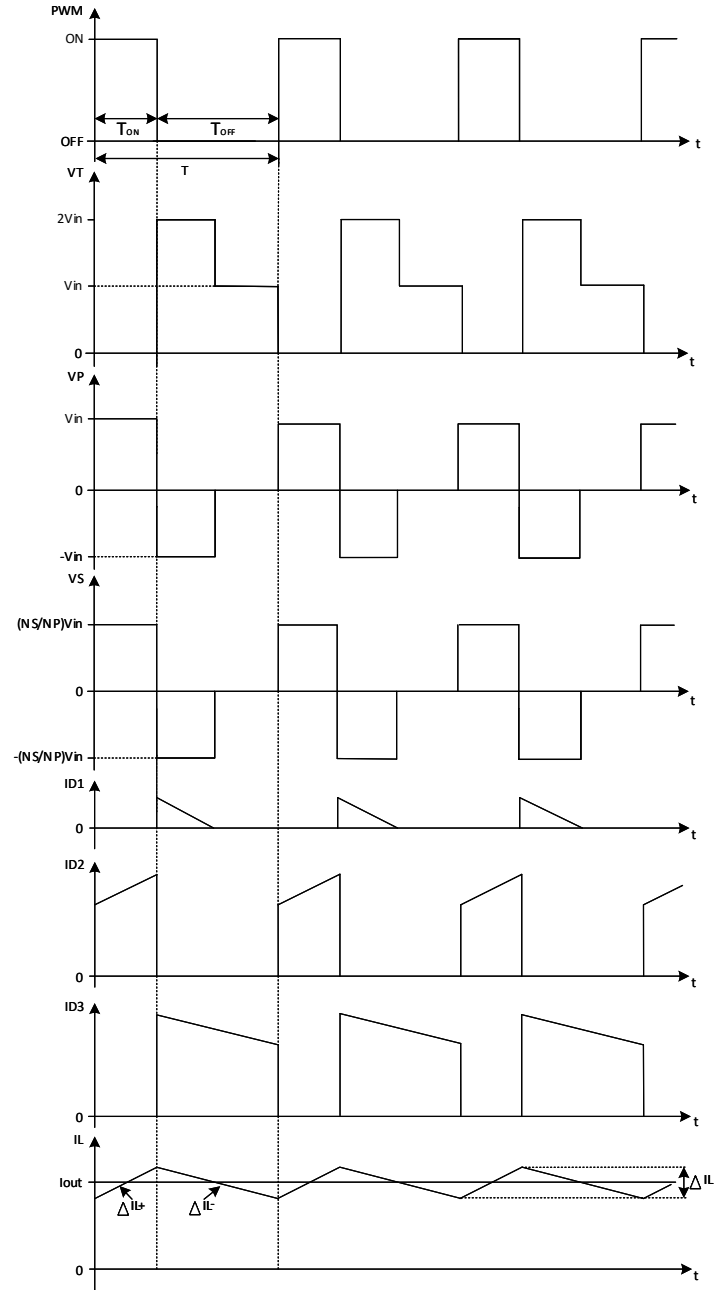


Figura 2.10: Formas de onda do conversor Forward com isolamento (Adaptado de [3])

2.6 Conversor Forward com dois elementos de comutação

Este conversor Forward com dois elementos de comutação funciona igual ao Forward com isolamento, com a única diferença de que o circuito foi adaptado para funcionar com apenas dois elementos de comutação, evitando assim a utilização de um terceiro enrolamento no transformador. Além disso a existência de dois díodos D_1 e D_2 evita a desmagnetização total no fim do ciclo de comutação. A figura 2.11 representa o esquema elétrico do conversor Forward com dois elementos de comutação.

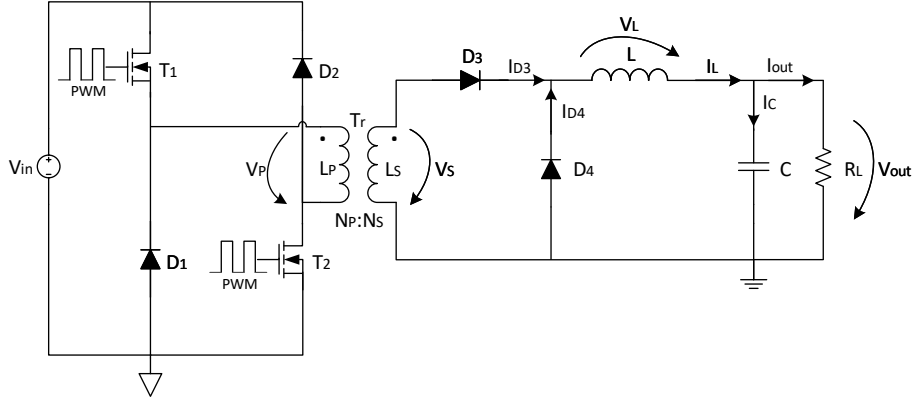


Figura 2.11: Conversor Forward com dois elementos de comutação

O princípio de funcionamento do conversor Forward com dois elementos de comutação está dividido em dois estados do sinal de controlo PWM:

- Quando o sinal PWM está *ON* o transístor liga durante este período de T_{ON} , o transformador Tr transfere energia através de fluxo magnético no seu enrolamento primário L_P para enrolamento secundário L_S consequentemente o díodo D_3 fica diretamente polarizado e o díodo D_4 inversamente polarizado. Sendo assim a tensão no secundário do transformador V_S transfere energia para a bobina L , para o condensador C , para a carga R_L . A corrente da bobina I_L sobe linearmente com uma inclinação $\frac{\Delta I_L^+}{T_{ON}}$ igual a $\frac{V_S - V_{out}}{L}$.
- Quando o sinal PWM está *OFF* o transístor desliga durante este período de T_{OFF} , os díodos D_1 e D_2 ficam diretamente polarizados, a tensão no primário é invertida e devolvida para entrada. Por um lado, o díodo D_3 fica inversamente polarizado e o D_4 diretamente polarizado, fazendo com que a corrente na bobina I_L decresça linearmente com uma inclinação $\frac{\Delta I_L^-}{T_{ON}}$ igual a $\frac{V_{out}}{L}$.

A figura 2.12 representa as formas de onda da tensão e corrente no conversor Forward com dois elementos de comutação, partindo do pressuposto que os seus componentes são ideais e a tensão na saída não tem *ripple*. A corrente da bobina I_L é então igual à soma de correntes nos díodos I_{D3} e I_{D4} com seu valor médio igual a corrente na saída I_{out} .

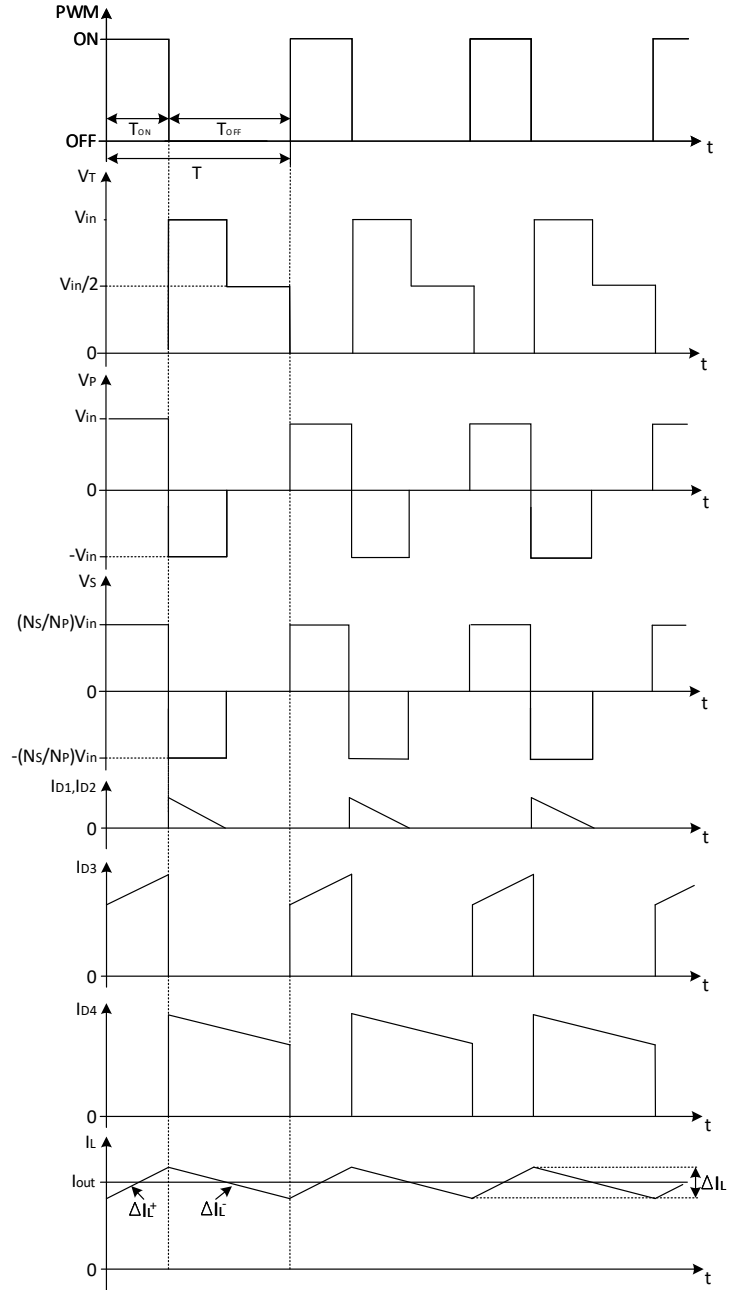


Figura 2.12: Formas de onda do conversor Forward com dois elementos de comutação (Adaptado de [3])

A fórmula da tensão de saída pela análise do princípio de funcionamento do Forward com dois elementos de comutação é dada pela relação das correntes na bobina no estado estacionário, partindo do pressuposto que está a operar em CCM:

$$\Delta I_L^+ = \Delta I_L^- \quad (2.23)$$

Pela relação das tensões no transformador⁴, a tensão de saída é dada por:

$$V_S = \frac{N_S}{N_P} V_{in} \quad (2.24)$$

$$(V_S - V_{out})T_{ON} = V_{out}T_{OFF} \quad (2.25)$$

$$V_{out} = \delta \frac{N_S}{N_P} V_{in} \quad (2.26)$$

Onde o duty cycle é:

$$\delta = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} \quad (2.27)$$

⁴ $V_S = \frac{N_S}{N_P} V_P$

Capítulo 3

Simulação

No desenvolvimento de circuitos em sistema de eletrónica de potência a parte de simulação é fundamental para se poder testar ou simular o desempenho ou comportamento do circuito antes de ser construído fisicamente. Uma simulação pode ser um meio de estudo e melhoria do comportamento do circuito tendo em vista o fim a que este se destina, sendo uma ferramenta que auxilia o projetista na fase de desenvolvimento e que evita desperdícios de tempo e custos acrescidos.

A simulação das fontes de comutação é um dos casos onde se pode simular o desempenho ou comportamento das fontes de comutação e obter os resultados prévios antes de se avançar no processo de fabricação para fins comerciais.

Neste capítulo serão apresentados os procedimentos utilizados para que se consiga fazer a simulação de controlo das fontes de comutação usando o software PLECS previamente instalado dentro da biblioteca de blocos Simulink do MATLAB. A simulação com PLECS e Simulink permite desacoplar por completo os circuitos analógicos em PLECS dos algoritmos de controlo digital em MATLAB. Esta é uma das vantagens que o PLECS tem em comparação com outros simuladores de circuitos electrónicos como por exemplo: Simplorer, PSpice, Saber [4].

3.1 Software PLECS

O software PLECS (Piece-wise Linear Electric Circuit Simulation) é uma ferramenta de simulação desenvolvida pela companhia PLEXIM [1] capaz de simular sistemas de controlo e os circuitos electrónicos nos blocos do Simulink do MATLAB ou independente com os seus próprios pacotes.

Actualmente existem duas versões de PLECS [1]:

1. PLECS Blockset, cujo trabalho requer a instalação do MATLAB e do Simulink.
2. PLECS standalone, que trabalha independente dos outros programas.

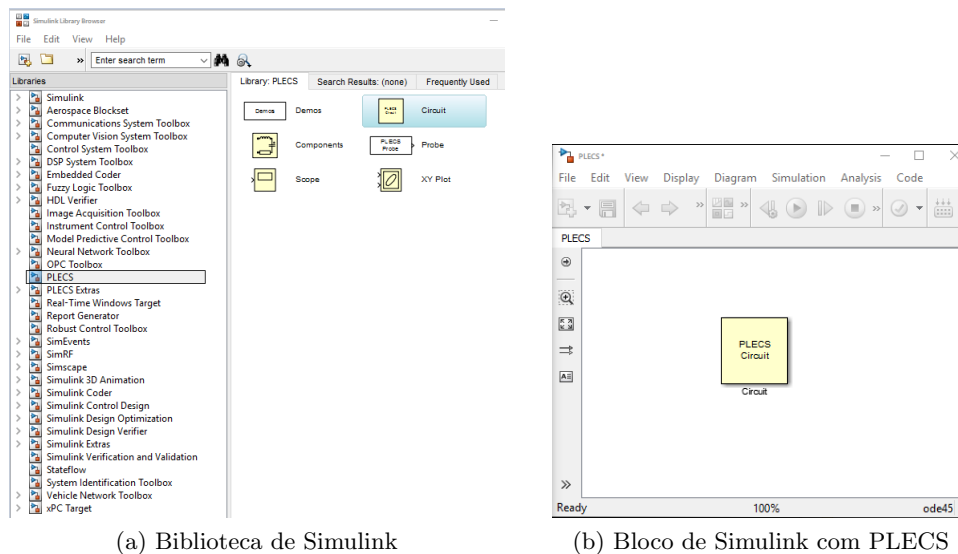


Figura 3.1: Ambiente do Simulink

A figura 3.1(a) mostra onde o PLECS foi instalado dentro da biblioteca do Simulink. A figura 3.1(b) mostra um bloco de modelo Simulink que contém um circuito elétrico construído no PLECS.

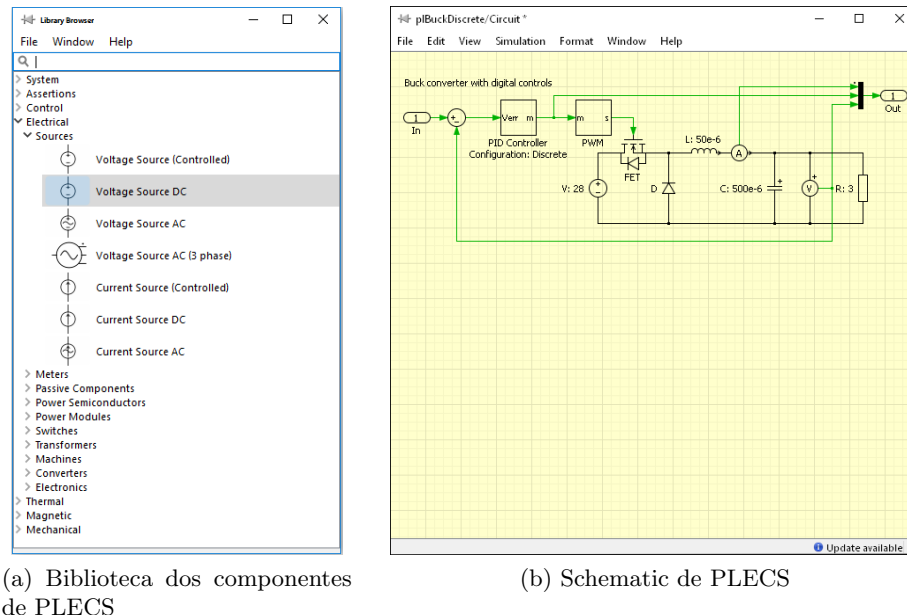


Figura 3.2: Ambiente do PLECS

A figura 3.2(b) mostra o ambiente de trabalho onde é desenhado todo o circuito eletrônico ou analógico, basta procurar os componentes existentes na biblioteca do PLECS da figura 3.2(a) e arrastar cada componente para o ambiente do trabalho e posteriormente conectá-lo como desejado para formar um circuito.

3.2 Implementação dos modelos de simulação

3.2.1 Modelo Simulink

O modelo em Simulink é obtido através da biblioteca de blocos do Simulink. Nesta dissertação é simulado apenas um bloco do Simulink com uma entrada e uma saída (pode-se adicionar mais entradas e saídas) que vão-se interligando diretamente no workspace do MATLAB. A excitação do sinal de entrada pode ser feita diretamente no bloco Simulink ou pelo código MATLAB. A figura 3.3 mostra o bloco Simulink que é implementado neste trabalho e que será aplicado a todos os conversores.

O modelo Simulink será guardado com o nome "nome_do_ficheiro_simulink.slx".

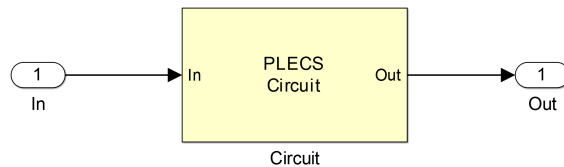


Figura 3.3: Modelo Simulink

3.2.2 Modelo PLECS

Como foi referido anteriormente, o PLECS é basicamente um ambiente de trabalho onde é possível desenhar os circuitos analógicos ou elétricos, além disso existem bibliotecas do PLECS com vários componentes. Em relação aos componentes semicondutores estes podem ser configurados como componentes ideais que permitem obter um comportamento ideal. Claro que para aplicações reais, de uso pretendido, é necessário considerar os valores de perdas.

Principais componentes utilizados

O componente da figura 3.4(a) é usado como entrada para alimentar os sinais do modelo Simulink do circuito PLECS e o componente da figura 3.4(b) é usado como saída para fornecer os sinais de saída do circuito PLECS para o modelo Simulink.



Figura 3.4: Portas de entrada e saída de sinais

O multiplexer da figura 3.5(a) é usado unicamente para combinar vários sinais em vetores ou escalares, enquanto que o demultiplexer da figura 3.5(b) é usado para extrair os sinais que podem ser vetores ou escalares, emitindo-os como sinais separados.



Figura 3.5: Multiplexer e demultiplexer

A fonte de tensão DC da figura 3.6(a) é usada para gerar uma tensão constante entre os dois terminais elétricos, enquanto que a fonte de tensão controlada da figura 3.6(b) é usada para gerar uma tensão variável ou constante entre os seus dois terminais elétricos. O valor desta fonte depende do sinal aplicado.



Figura 3.6: Fontes de tensão

Neste trabalho a bobina é usada combinada em série com uma resistência DCR cujo valor é muito pequeno, na ordem do $m\Omega$. O valor da bobina é dimensionado para garantir que a corrente que passa não entre em modo DCM.

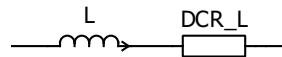


Figura 3.7: Bobina

O condensador é usado combinado em série com uma resistência ESR cujo valor é muito pequeno em ordem do $m\Omega$. O valor do condensador é dimensionado para garantir que o *ripple* na saída ΔV_{out} seja menor possível.

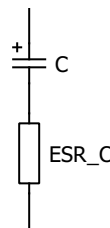


Figura 3.8: Condensador

O mosfet normalmente usado como interruptor, liga e desliga consoante o estado do sinal de controlo PWM aplicado no gate. Em PLECS pode-se configurar com perdas, nomeadamente perdas de condução e comutação, onde a tensão de condução é $V_{on} = R_{on}i$. Quando R_{on} é igual a zero o mosfet é considerado ideal.

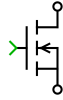


Figura 3.9: Mosfet

O díodo no modelo em PLECS pode ser configurado com perdas definindo $V_{on} = V_f + R_{on}i$. Quando R_{on} é igual a zero o díodo é considerado como sendo ideal.



Figura 3.10: Díodo

No PLECS a resistência é definida como sendo ideal.

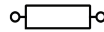


Figura 3.11: Resistência

O transformador é usado combinado com uma bobina L_{mag} em paralelo no primário que serve para induzir um fluxo magnético no transformador. Pode-se configurar o número de enrolamentos $L_P:L_S$, o número de voltas $N_P:N_S$ e a orientação da sua polaridade.

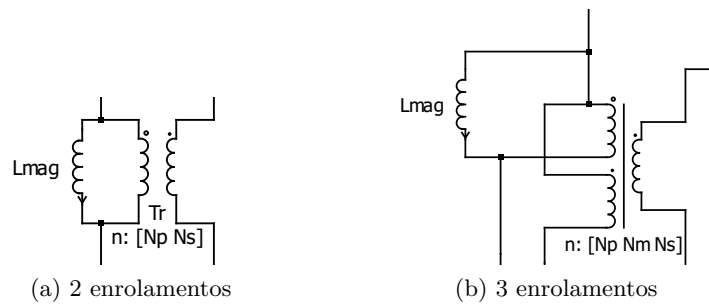


Figura 3.12: Transformador

O interruptor da figura 3.13 é usado para variar a corrente de saída do circuito, liga-se quando recebe o valor de 1 e desliga-se quando recebe o valor de 0.

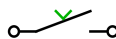


Figura 3.13: Interruptor

O gerador de ondas triangulares produz um sinal periódico entre um valor mínimo e máximo e vice-versa, de forma linear com uma frequência igual a 100 KHz e o *duty cycle* igual a 0.5. A frequência do gerador de ondas triangulares também é designada frequência de comutação do sinal PWM.



Figura 3.14: Gerador de sinal de onda triangular

O comparador da figura 3.16 é usado para comparar o sinal de referência com o sinal de onda triangular. Se a comparação for verdadeira, emitirá 1, caso contrário, 0.



Figura 3.15: Comparador

O voltímetro é só usado para medir a tensão na saída. Se se ligar com a porta de saída de sinal da figura 3.4(b), o seu valor pode ser acessado no Simulink ou no workspace do MATLAB.

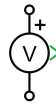


Figura 3.16: Voltímetro

O amperímetro é só usado para medir a corrente na bobina e na saída. Se se ligar com a porta de saída de sinal da figura 3.4(b), o seu valor pode ser acessado no Simulink ou no workspace do MATLAB.



Figura 3.17: Amprímetro

Circuitos implementados

Nas figuras seguintes apresenta-se a implementação das fontes de comutação no PLECS. Todos os circuitos vieram da implementação das topologias comuns nos conversores DC/DC do capítulo 2. Aos circuitos foram adicionadas duas resistências, uma em série com a bobina e o condensador para que a bobina e o condensador funcionem como sendo não ideais, evitando as variações (aumentar ou diminuir) das suas impedâncias quando operam em altas frequências. Foram adicionadas mais duas resistências em paralelo com a resistência da carga com o objetivo de variar a carga quando quer sujeitar num teste de variação de corrente na saída. A entrada do desmultiplexer e a saída do multiplexer vão encaixadas num bloco do Simulink que recebe sinais estímulo a partir do código do MATLAB e apresenta sinais de saída no workspace do MATLAB.

- **Conversor Buck**

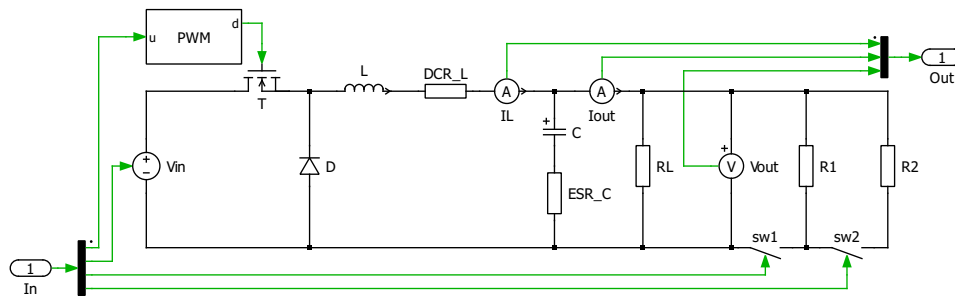


Figura 3.18: Modelo PLECS do Conversor Buck

- **Conversor Boost**

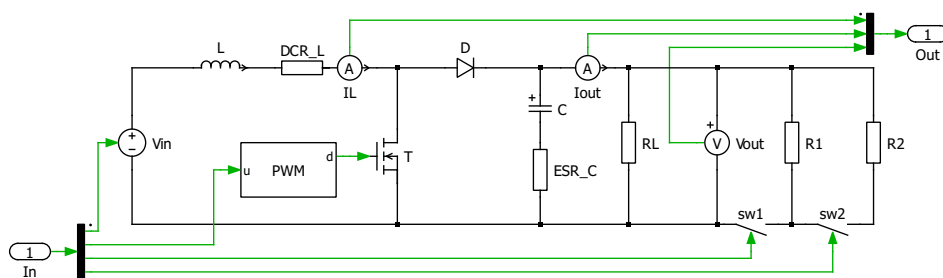


Figura 3.19: Modelo PLECS do Conversor Boost

- Conversor Flyback

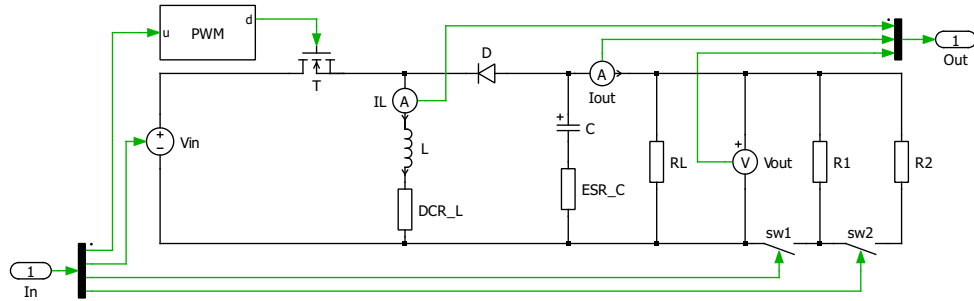


Figura 3.20: Modelo PLECS do Conversor Flyback

- Conversor Flyback com isolamento

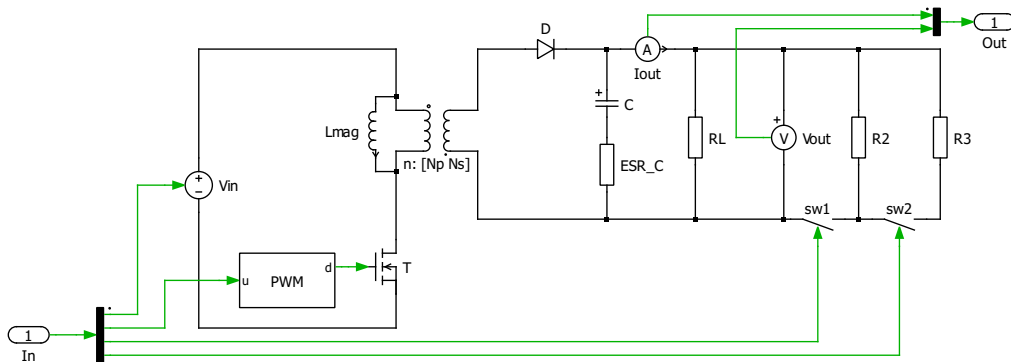


Figura 3.21: Modelo PLECS do Conversor Flyback com isolamento

- Conversor Forward com isolamento

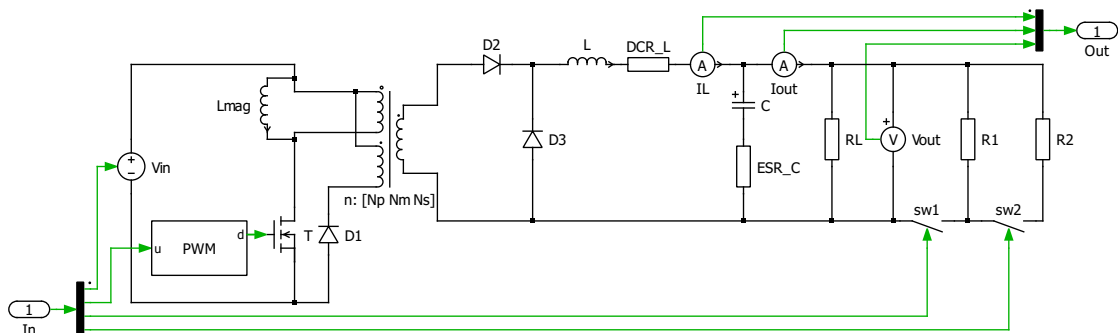


Figura 3.22: Modelo PLECS do Conversor Forward com isolamento

- Conversor Forward com dois elementos de comutação

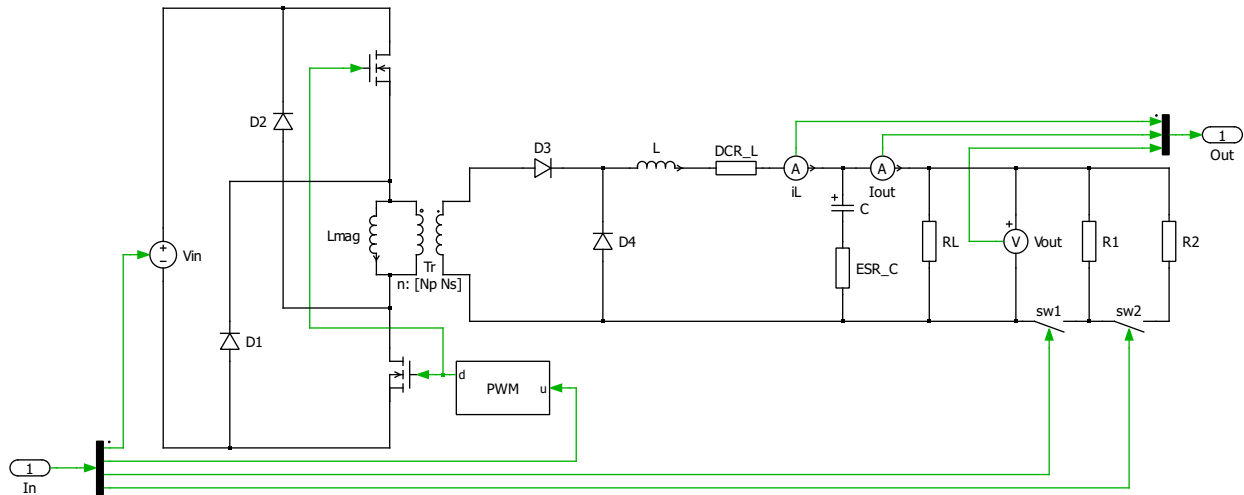


Figura 3.23: Modelo PLECS do Conversor Forward com isolamento de dois fontes de comutação

O sinal gerador de PWM é obtido pela comparação entre o sinal de controle u e o gerador de onda triangular com uma amplitude 0 a 1 e a frequência fixa de 100 KHz , esta frequência é também designada frequência de comutação do conversor f_{pwm} . O resultado desta comparação produz um sinal rectangular cuja largura é igual a T_{ON} que controla a condução do elemento de comutação dos conversores. A figura 3.24 mostra a sua implementação no PLECS.

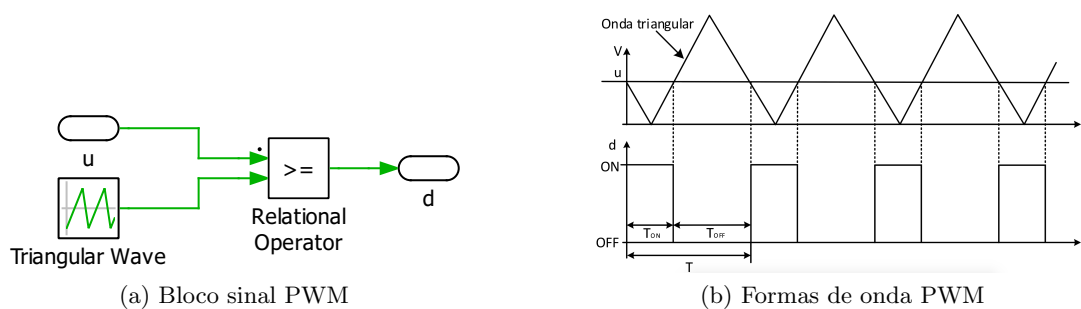


Figura 3.24: Sinal de controlo PWM

3.3 Execução da simulação a partir de código MATLAB

Uma boa prática depois de construir o modelo de Simulink e PLECS é correr a simulação a partir do código MATLAB onde todos os parâmetros do Simulink e PLECS foram inicializados. Assim o trabalho é mais simples, porque se for necessária alguma alteração, esta pode ser feita alterando o código sem alterar o circuito.

A seguir é apresentado um exemplo do código MATLAB da simulação combinada do PLECS, Simulink e código MATLAB do conversor Buck da figura 3.25 para malha fechada com controlador P.

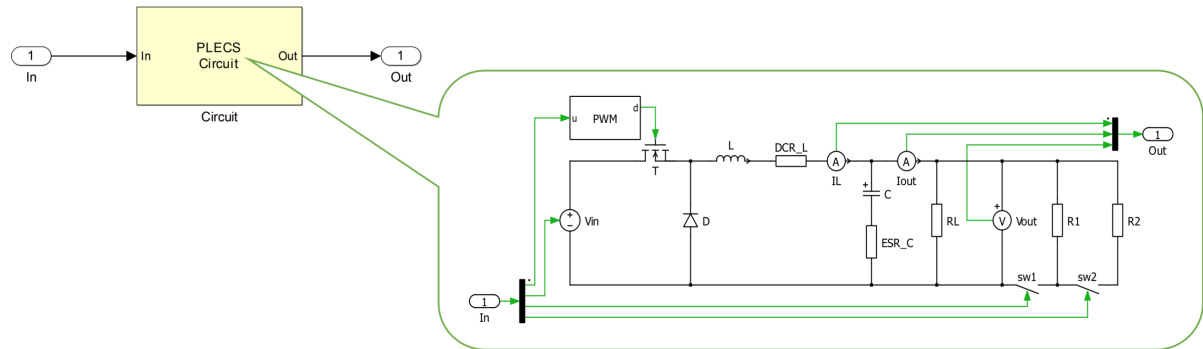


Figura 3.25: Modelo de simulação do Conversor Buck

Inicialização dos parâmetros do conversor no código MATLAB:

```
clc; clear all; close all;

% Parâmetros do modelo
fim = 500; % números de amostras
Vin = 12*ones(fim,1); % tensão da entrada
Vf = 0.1; % tensão do diodo
L = 2.5e-3; % valor da bobina
DCR_L = 0.001; % valor da resistência equivalente em série com bobina
C = 22e-6; % valor do condensador
ESR_C = 0.005; % valor da resistência equivalente em série com condensador
RL = 6; % valor resistência da carga
R1 = 6; % valor da resistência
R2 = 3; % valor da resistência

% Gerador dente de serra
fpwm = 100e3; % frequência do PWM
fs = 10e3; % frequência de amostragem
h = 1/fs; % intervalo de amostragem
duty_cycle_pwm = 0.5; % duty cycle do gerador dente de serra
min_signal = 0; % sinal máximo do gerador dente de serra
max_signal = 1; % sinal mínimo do gerador dente de serra
phase_delay = 0; % fase do gerador dente de serra

% Interruptores
sw1 = 0*ones(fim,1);
sw2 = 0*ones(fim,1);

% Saturador do sinal controle
Umin = 0; % valor sinal máximo pwm
Umax = 1; % valor sinal mínimo pwm

ref = 6*ones(fim,1); % valor do sinal referência
y = zeros(fim,1); % valor da tensão saída
u = zeros(fim,1); % valor do sinal controle
e = zeros(fim,1); % valor do sinal de erro
IL = zeros(fim,1); % valor da corrente na bobina
```

```
Io = zeros(fim,1); % valor da corrente na saída
```

```
% Controlador P
```

```
kp = 0.9; % ganho do controlador proporcional
```

O modelo de Simulink pode inicia-se com as seguintes funções:

```
% Simulação combinada com Simulink
```

```
sim_model = 'ConvBuck';
```

```
simoptions = simset('Solver','ode45','MinStep',h/1000,'Maxstep',h/100);
```

```
eval(['[sizes,x0] = ' sim_model '([],[],[],0);']);
```

```
set_param(sim_model, 'InitInArrayFormatMsg','None')
```

Em que `sim_model` é o nome do modelo simulink, `simset` é um comando que se usa para criar uma estrutura com o nome `simoptions` com as propriedades de `solver` especificadas e as outras propriedades `solver` que não são especificadas tomam o seu valor padrão. `ode45` é o método de integração numérica (responsável pela simulação da dinâmica do sistema contínuo) e foi escolhido com base de h para que o passo de integração do Simulink seja menor do que intervalo de amostragem h .

A interligação do PLECS e Simulink (sistema contínuo) com algoritmos de controlo digitais consegue-se pelo código seguinte:

```
tic
```

```
fprintf(1,'Simulação em malha fechada com controlador P:      ');
```

```
t = -h;
```

```
for k = 2:fim
```

```
    fprintf(1,'\b\b\b\b\b\b\b\b    %.2d %%',floor(k/fim*100));
```

```
    t = t + h;
```

```
    % Sinal entrada, apenas amostrar entrada atual(k) e passado(k-1)
```

```
    ut = [t-h,u(k-1),Vin(k-1),sw1(k-1),sw2(k-1);t,u(k-1),Vin(k-1),sw1(k-1),sw2(k-1)];
```

```
    simoptions.InitialState = x0;
```

```
    [time,x0,output] = sim(sim_model,[t-h t],simoptions,ut);
```

```
    x0 = x0(length(x0),:);
```

```
    IL(k) = output(length(output),1)';
```

```
    Io(k) = output(length(output),2)';
```

```
    y(k) = output(length(output),3)';
```

```
    e(k) = ref(k) - y(k);
```

```
    u(k) = kp*e(k);
```

```
    if u(k) > Umax
```

```
        u(k) = Umax;
```

```
    end
```

```
    if u(k) < Umin
```

```
        u(k) = Umin;
```

```
    end
```

```
end
```

```
fprintf(1,'\b\b\b\b\b\b\b\b 100 %% \r');
```

```
toc
```

```
% Sinais de saídas
```

```
figure;
```

```
t = 0:h:(fim-1)*h;
```

```
plot(t,y,'b',t,ref,'r'); title('Kp = 0.9');grid on;legend('Sinal de saída','Sinal de referência')
```

```
xlabel('Tempo (s)');
```

```
ylabel('Tenso (V)');
```

A utilização do ciclo **for-end** permite simular o sistema contínuo em PLECS ou Simulink em cada intervalo de amostragem h onde o algoritmo de controlo $u(k)$ vai em cada ciclo, ler um novo valor do sinal da saída $y(k)$ e escrever um novo sinal na entrada $u(k-1)$ do sistema contínuo.

A interligação com o modelo PLECS e Simulink é feita com comando **sim** responsável pela simulação dinâmica do sistema contínuo.

A história do sistema é guardada na variável **x0** (correspondente às variáveis internas do modelo de simulação) de modo a que a simulação por troços seja igual à simulação convencional [10].

Capítulo 4

Implementação dos Controladores Digitais

As fontes de comutação hoje em dia são usadas nas mais diversas áreas de aplicação, desde aplicações domésticas até aplicações industriais, por exemplo fontes de alimentação, carregadores de telemóveis, computadores, robôs, etc. O principal objetivo do projeto das fontes de alimentação é manter a tensão de saída estável e independente das perturbações no sinal de entrada e da variação da carga.

Existem dois modos de controlo das fontes de comutação: Modo de controlo em tensão e modo de controlo em corrente [5]. Este trabalho será concentrado no modo de controlo em tensão pela utilização da técnica de modulação da largura de impulso (PWM) onde os tempos de condução e corte são controlados pela diferença entre a tensão de saída V_{out} e a tensão pretendida V_{ref} em malha fechada. Para garantir que as fontes de comutação tenham um comportamento satisfatório na sua resposta transitória e estado estacionário, é necessário um controlador que garanta desempenho satisfatório mesmo na presença de perturbações nomeadamente a variação da tensão de entrada V_{in} e a variação da corrente na saída I_{out} [6].

Neste capítulo será apresentada numa primeira fase a identificação do modelo dinâmico do conversor em malha aberta, e serão determinados os seus parâmetros e a função de transferência pelo método dos mínimos quadrados na implementação não recursiva (*off-line*). Na segunda fase através do modelo dinâmico identificado na primeira fase, são implementados em abordagem discreta os controladores P, PI, PID e RST.

4.1 Identificação do modelo dinâmico do conversor (malha aberta)

Em algumas situações práticas a descrição da dinâmica do sistema que se deseja controlar não está disponível ou é muito complexa. Uma solução para este problema é obter um modelo dinâmico utilizando técnicas de identificação ou modelagem do sistema. O sistema é excitado por um sinal mensurável e a resposta correspondente do sistema é recolhida em certos intervalos de amostragem h . Os dados de entrada-saída resultantes são então utilizados para obter um modelo do sistema, tal como através de uma função de transferência discreta.

4.1.1 Escolha do Intervalo de amostragem

De acordo com o teorema de amostragem de Nyquist, a frequência de amostragem ($f_a = \frac{1}{h}$) tem que ser maior ou igual que o dobro da frequência do sinal analógico para que este possa ser reconstruído. Na escolha do valor deste intervalo de amostragem, não se deve escolher um intervalo de amostragem h longo porque dificultará a reconstituição do sinal em tempo contínuo. Além disso, a escolha de um curto intervalo de amostragem pode implicar um maior esforço por parte do computador/microcontrolador para processar a informação. Portanto deve haver um compromisso na escolha deste intervalo de amostragem.

Segundo Astrom e Wittenmark, a escolha do intervalo de amostragem deve ser 10 a 30 vezes superior à largura de banda do sistema. Caso se esteja a discretizar uma função de transferência de um sistema em que a especificação não está disponível, pode-se fazer uma aproximação e considerar 4 a 10 amostras por tempo de subida do sistema com a entrada de um degrau [7].

Neste trabalho utilizou-se a frequência de comutação dos conversores de $f_{pwm} = 100 \text{ KHz}$, e escolheu-se a frequência de amostragem de $f_a = 10 \text{ KHz}$. Esta escolha é efectuada para garantir que a f_{pwm} é muito maior do que a f_a .

4.1.2 Aplicação do método dos mínimos quadrados

Um dos métodos utilizados para identificar o modelo dinâmico de sistema a controlar em malha aberta é o método dos mínimos quadrados, que consiste em determinar os seus parâmetros do modelo subtraindo o sinal de saída do sistema real y com o sinal de saída do modelo \hat{y} amostra por amostra com um erro quadrático mínimo.

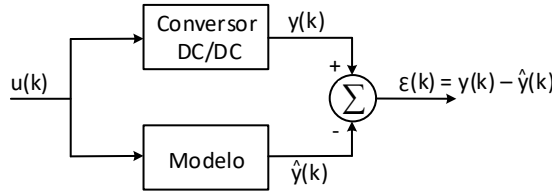


Figura 4.1: Estimação do erro

Antes de efectuar a identificação do modelo do sistema, considera-se que a ordem do sistema é conhecida e o sistema não apresenta ruído. As expressões (4.1) e (4.2) representam o modelo dinâmico obtido.

$$y(k) = \varphi_1(k)\theta_1 + \varphi_2(k)\theta_2 + \varphi_3(k)\theta_3 + \dots + \varphi_n(k)\theta_n \quad (4.1)$$

ou:

$$y(k) = \varphi^T(k)\theta \quad (4.2)$$

onde as $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \dots, \varphi_n$ são funções conhecidas, e $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_n$ são parâmetros a determinar. A expressão para a minimização do erro quadrático é representada pela expressão (4.3).

$$J(\theta) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \varepsilon^2(i) \quad (4.3)$$

onde:

$$\varepsilon(i) = y(i) - \hat{y}(i) = y(i) - \varphi^T \hat{\theta} \quad i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (4.4)$$

São definidos os seguintes vetores:

Vetor dos parâmetros estimados

$$\hat{\theta} = [\hat{\theta}_1 \ \hat{\theta}_2 \ \hat{\theta}_3 \ \dots \ \hat{\theta}_n]^T \quad (4.5)$$

Vetor das saídas

$$Y = [y(1) \ y(2) \ y(3) \ \dots \ y(N)]^T \quad (4.6)$$

Vetor das saídas estimadas

$$\hat{Y} = [\hat{y}(1) \ \hat{y}(2) \ \hat{y}(2) \ \dots \ \hat{y}(N)]^T \quad (4.7)$$

Vetor dos erros

$$E = [\varepsilon(1) \ \varepsilon(2) \ \varepsilon(3) \ \dots \ \varepsilon(N)]^T \quad (4.8)$$

Matriz dos dados

$$\Phi = \begin{bmatrix} \varphi^T(1) \\ \varphi^T(2) \\ \varphi^T(3) \\ \dots \\ \varphi^T(N) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Depois de obter todos os valores dos vetores mencionados acima, a equação (4.3) pode ser reescrita, ficando o resultando apresentado em (4.10)

$$J = J(\hat{\theta}, N) = \frac{1}{2} E^T E = \frac{1}{2} \|E\|^2 \quad (4.10)$$

Partindo das relações:

$$E = Y - \hat{Y}$$

$$\hat{Y} = \Phi \hat{\theta}$$

$$E = Y - \Phi \hat{\theta}$$

$$J(\hat{\theta}, N) = \frac{1}{2} (Y - \Phi \hat{\theta})^T (Y - \Phi \hat{\theta})$$

$$J(\hat{\theta}, N) = \frac{1}{2} (Y^T Y - Y^T \Phi \hat{\theta} - \hat{\theta}^T \Phi^T Y + \hat{\theta}^T \Phi^T \Phi \hat{\theta})$$

O erro quadrático da expressão (4.3) é mínimo quando a derivada de J em função $\hat{\theta}$ é igual a zero:

$$\frac{\partial J}{\partial \hat{\theta}} = 0 \quad (4.11)$$

$$-Y^T \Phi - \Phi^T Y + 2(\Phi^T \Phi \hat{\theta}) = 0$$

$$2(\Phi^T \Phi \hat{\theta}) = 2(\Phi^T Y)$$

$$\begin{aligned}\Phi^T \Phi \hat{\theta} &= \Phi^T Y \\ \hat{\theta} &= (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y\end{aligned}\quad (4.12)$$

Esta expressão (4.12) representa a equação para identificação do modelo dinâmico do conversor DC/DC através dos cálculos dos seus parâmetros desconhecidos [8].

4.1.3 Equações dos conversores

A obtenção da função de transferência dos conversores é necessária para determinar a ordem do sistema a ser utilizada na identificação do modelo dinâmico dos conversores.

Partindo do estado do sinal de controlo PWM do capítulo 2 verifica-se que:

- Quando o PWM está ON os conversores Buck, Forward com isolamento e Forward com dois elementos de comutação apresentam-se na figura 4.2 (a) como um circuito do tipo RLC.
- Quando o PWM está OFF o conversor Boost apresenta-se na figura 4.2 (b) como o circuito RLC.

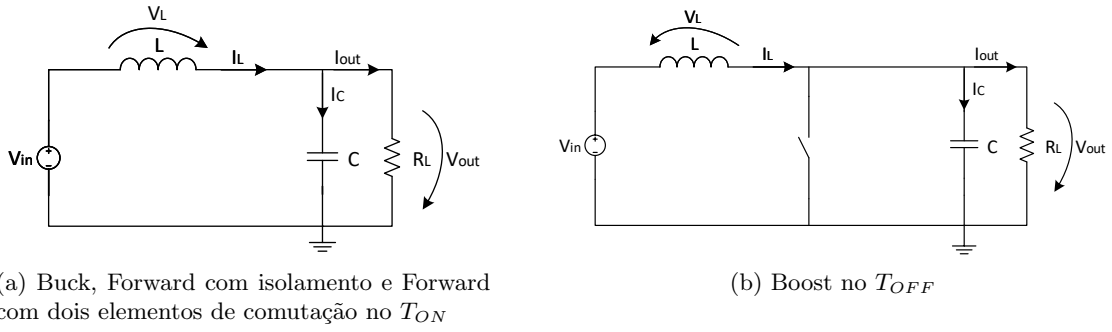


Figura 4.2: Esquema eléctrico RLC

Desta forma pode calcular-se a função de transferência do circuito RLC onde:

$$I_L = I_C + I_{out} \quad (4.13)$$

ou

$$\int_0^t \frac{V_L}{L} dt = C \frac{\partial V_{out}(t)}{\partial t} + \frac{V_{out}}{R_L} \quad (4.14)$$

Em que $V_L = V_{in} - V_{out}$, a equação 4.14 é então transformada para domínio de Laplace com condições iniciais para a corrente da bobina, $I_L(0)$, e a tensão do condensador $V_C(0)$ são nulas. Logo tem-se:

$$\frac{V_{in}(s) - V_{out}(s)}{Ls} = CsV_{out}(s) + \frac{V_{out}(s)}{R_L} \quad (4.15)$$

Resolvendo a equação 4.15 obtém-se a expressão da função de transferência para o ganho estático que é dada por:

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{1}{R_L C}s + \frac{1}{LC}} \quad (4.16)$$

A equação 4.16 apresenta um sistema de segunda ordem.

- Quando o PWM está OFF os conversores Flyback (figura 4.3 (a)) e Flyback com isolamento (figura 4.3 (b)), apresentam o seu esquema elétrico do tipo RLC.

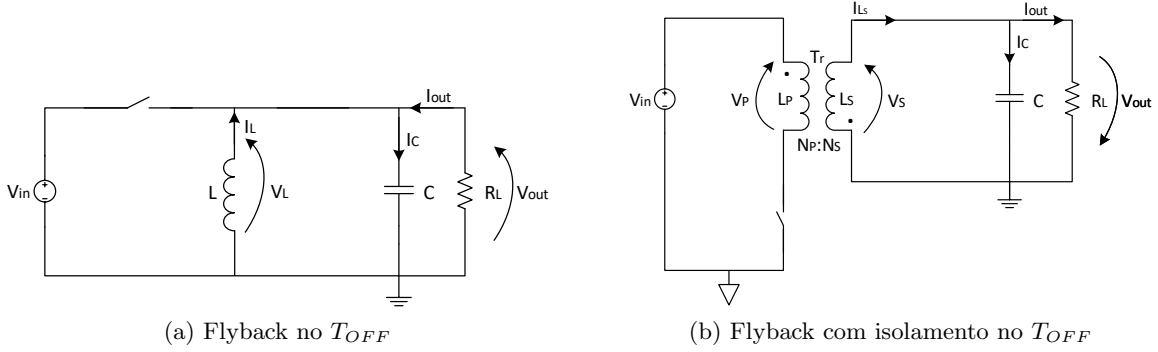


Figura 4.3: Esquema elétrico RLC

A conclusão que se retira em relação à figura 4.3 é que apresenta o sistema de segunda ordem como mostrado na resolução anterior - figura 4.2.

- Outra análise rápida para determinar a ordem do modelo dinâmico é pela presença dos elementos de armazenamentos de energia (bobina e condensador) no circuito, logo o sistema é de segunda ordem.

4.1.4 Resultados

Neste ponto são apresentados os valores obtidos dos parâmetros do modelo dinâmico identificado, as funções de transferência e a localização dos polos e zeros em todos os conversores. Na secção 4.1.3 foi determinada a ordem do modelo dinâmico do conversor, partindo-se do princípio que os conversores operam em modo de condução contínua.

O ganho do modelo dinâmico dos conversores foi obtido pela relação entre V_{out} e $duty\ cycle$, enquanto que o ganho estático pela relação entre V_{out} e V_{in} . O código MATALB para gerar os resultados seguintes encontram-se em anexo.

Os valores dos componentes de parâmetros dos conversores utilizados na identificação do modelo dinâmico encontram-se na tabela 4.1.

Parâmetros	Símbolo	Valor
Tensão de entrada	V_{in}	24 V
Tensão do diodo	V_f	0.1 V
Bobina	L	2.5 mH
Resistência	DCR_L	1 Ω
Condensador	C	22 μ F
Resistência	ESR_C	5 m Ω
Transformador	$N_p : N_s$	1:1
Transformador (3 enrolamentos)	$N_p : N_m : N_s$	1: -1:1
Indutância de magnetização	L_{mag}	1 mH
Resistência	R_L	6 Ω
Resistência	R_1	0 Ω
Resistência	R_2	0 Ω

Tabela 4.1: Valores dos componentes

Conversor Buck

Os resultados apresentados na figura 4.4, mostram a variação do sinal do *duty cycle*, em relação ao ganho do modelo dinâmico. Variando o *duty cycle* o ganho mantém-se constante e cujo o valor é proporcional a V_{in} como indica na expressão 2.4.

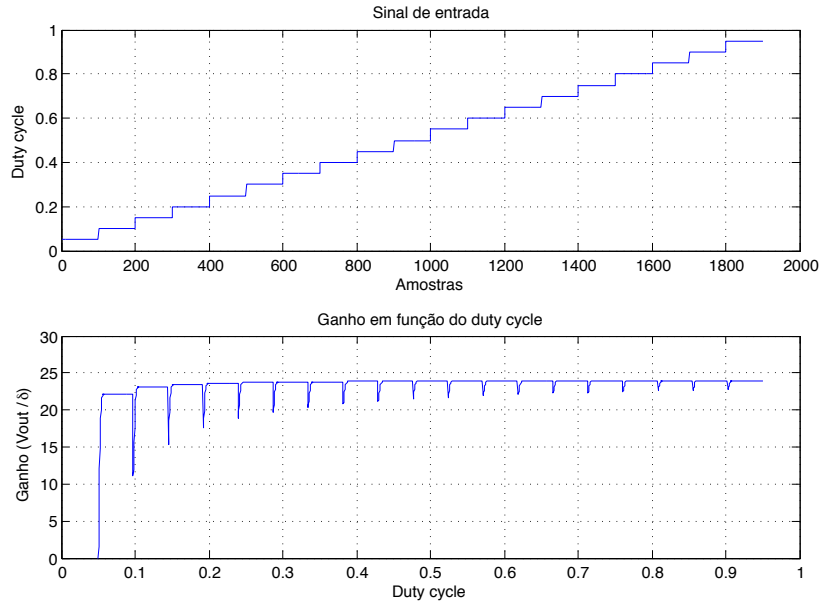


Figura 4.4: Sinal de entrada e ganho do modelo dinâmico

O resultado da figura 4.5, mostra que o conversor está bem identificado, o sinal de saída real é igual ao sinal de saída estimado.

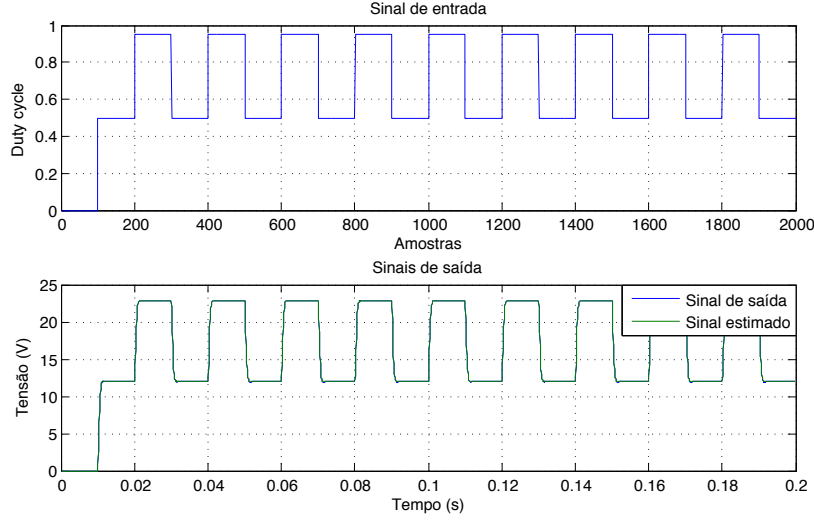


Figura 4.5: Sinal de entrada e sinais de saída

A seguir são apresentados os resultados obtidos dos parâmetros desconhecidos do modelo dinâmico do Buck.

$$\hat{\theta} = \begin{bmatrix} \hat{a}_1 \\ \hat{a}_2 \\ \hat{b}_1 \\ \hat{b}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1.3468 \\ 0.4721 \\ 1.6979 \\ 1.3062 \end{bmatrix}$$

A função de transferência discreta é dada por:

$$G(q^{-1}) = \frac{\hat{b}_1 q^{-1} + \hat{b}_2 q^{-2}}{1 + \hat{a}_1 q^{-1} + \hat{a}_2 q^{-2}} = \frac{1.6979q^{-1} + 1.3062q^{-2}}{1 - 1.3468q^{-1} + 0.4721q^{-2}} \quad (4.17)$$

Onde os polos residem em $0.6734 \pm j0.1367$ e o zero em -0.7693 .

Conversor Boost

Os resultados apresentados na figura 4.6, mostram que com o aumento do *duty cycle* é possível verificar que o ganho do modelo dinâmico varia. A partir de um certo valor é possível ver que independentemente da variação do sinal do *duty cycle* o ganho mantém-se constante. Este valor constante perto da zona com *duty cycle* igual a 0.5 pode ser utilizado na identificação do modelo dinâmico do Boost.

Outra análise na identificação do modelo dinâmico é que com o *duty cycle* próximo de 0.9 tem-se aproximadamente um modelo de primeira ordem enquanto que se o *duty cycle* for próximo de 0.1 tem-se um modelo de segunda ordem. Por isso o valor de *duty cycle* de 0.5 corresponde a uma "situação intermédia" como se mostra no resultado da figura 4.6.

A figura 4.7 mostra que, se por exemplo for escolhido um valor de *duty cycle* de 0.4 até 0.6 para identificação, obtém-se uma saída aproximadamente igual, mostrando que o conversor Boost está aproximado com relativa exatidão, apesar de não coincidir o sinal de saída real com o sinal de saída estimado.

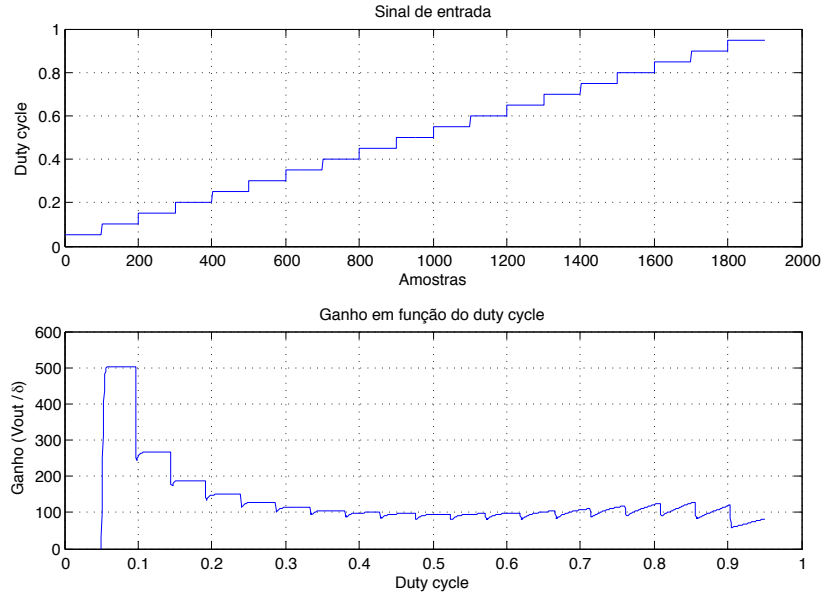


Figura 4.6: Sinal de entrada e ganho do modelo dinâmico

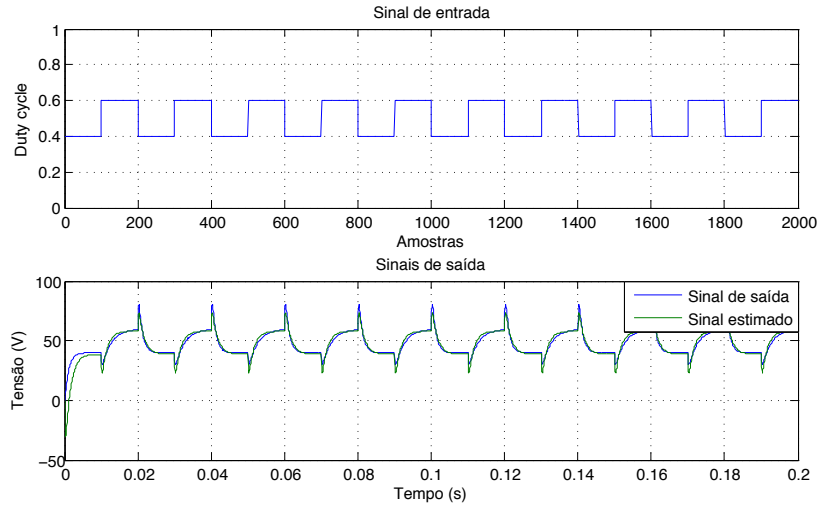


Figura 4.7: Sinal de entrada e sinais de saída

De seguida são apresentados os resultados obtidos dos parâmetros desconhecidos do modelo dinâmico do Boost da figura 4.7.

$$\hat{\theta} = \begin{bmatrix} \hat{a}_1 \\ \hat{a}_2 \\ \hat{b}_1 \\ \hat{b}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1.4343 \\ 0.4681 \\ -53.445 \\ 56.709 \end{bmatrix}$$

E a função de transferência discreta dada por:

$$G(q^{-1}) = \frac{\hat{b}_1 q^{-1} + \hat{b}_2 q^{-2}}{1 + \hat{a}_1 q^{-1} + \hat{a}_2 q^{-2}} = \frac{-53.445 q^{-1} + 56.709 q^{-2}}{1 - 14343 q^{-1} + 0.4681 q^{-2}} \quad (4.18)$$

Onde os polos residem em 0.9322 e 0.5021, e o zero em 1.0611.

Da análise dos resultados obtidos é imediato concluir que o modelo do conversor Boost possui um zero fora do círculo unitário.

Conversor Flyback

Os resultados apresentados na figura 4.8, mostram a variação do valor do *duty cycle*, em relação ao ganho do modelo dinâmico.

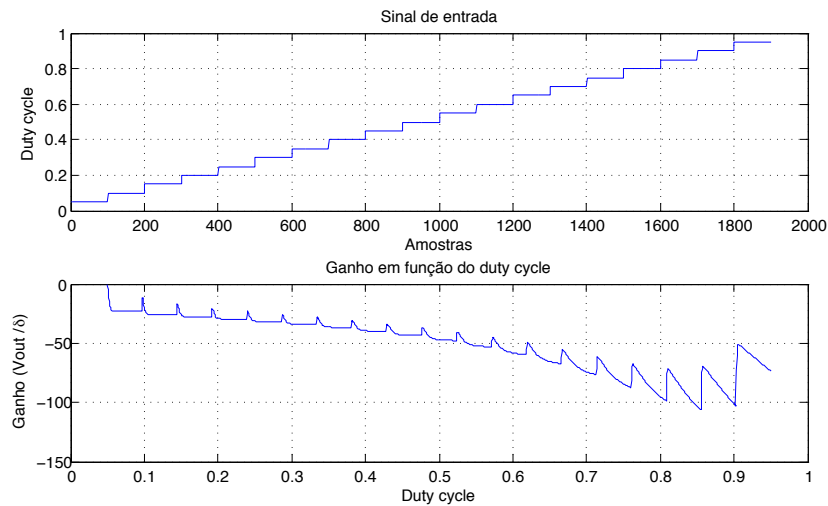


Figura 4.8: Sinal de entrada e ganho do modelo dinâmico

A figura 4.8 mostra que não existe nenhum intervalo com valor constante de ganho, portanto se se escolher um intervalo por exemplo de 0.4 a 0.6, o resultado é mostrado na figura 4.9 onde é visível que o sinal estimado e sinal de saída não são iguais, não sendo portanto possível identificar o modelo dinâmico do conversor.

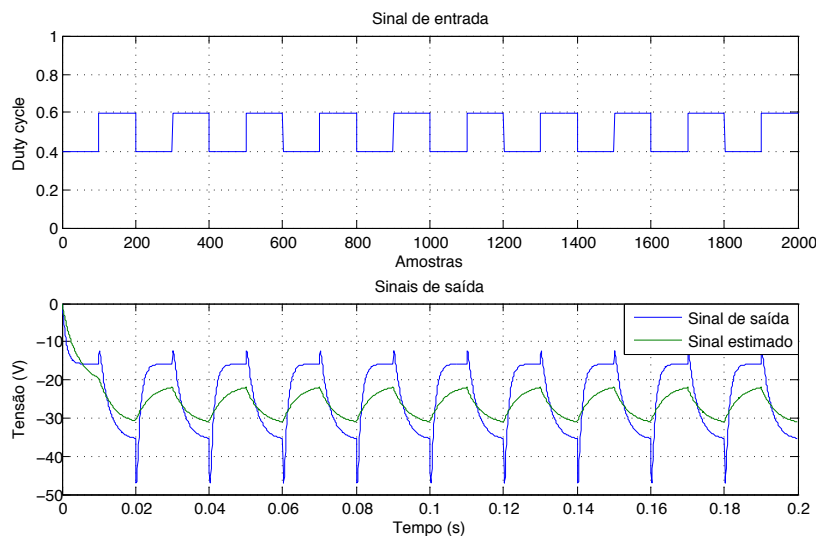


Figura 4.9: Sinal de entrada e sinais de saída

Conversor Flyback com isolamento

Neste caso acontece o mesmo que o Flyback (sem isolamento), apesar de apresentar uma simetria em relação à figura 4.8, também não tem intervalo de valor de ganho constante.

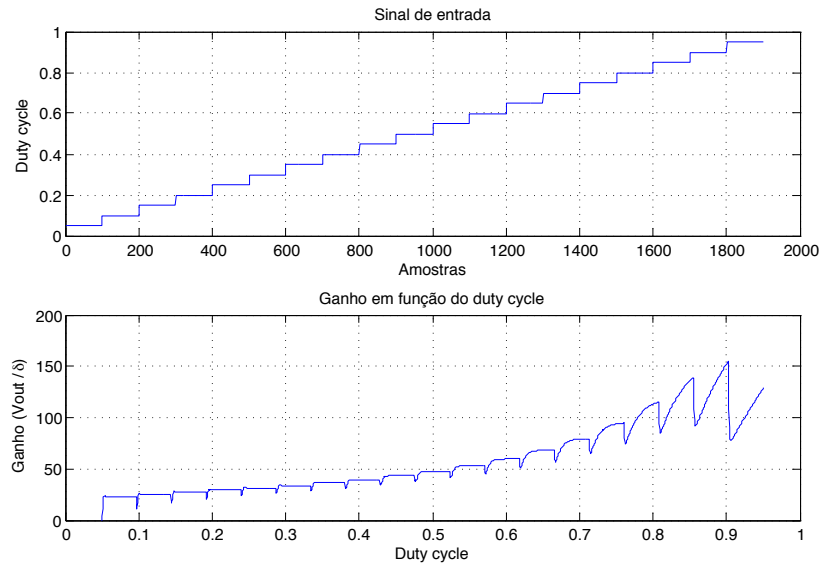


Figura 4.10: Sinal de entrada e ganho do modelo dinâmico

Devido a não apresentar o valor de ganho constante, a figura 4.11 mostra o resultado obtido no qual é possível constatar que o sinal de saída real é diferente do sinal de saída estimado, não sendo possível identificar com sucesso o modelo dinâmico do conversor.

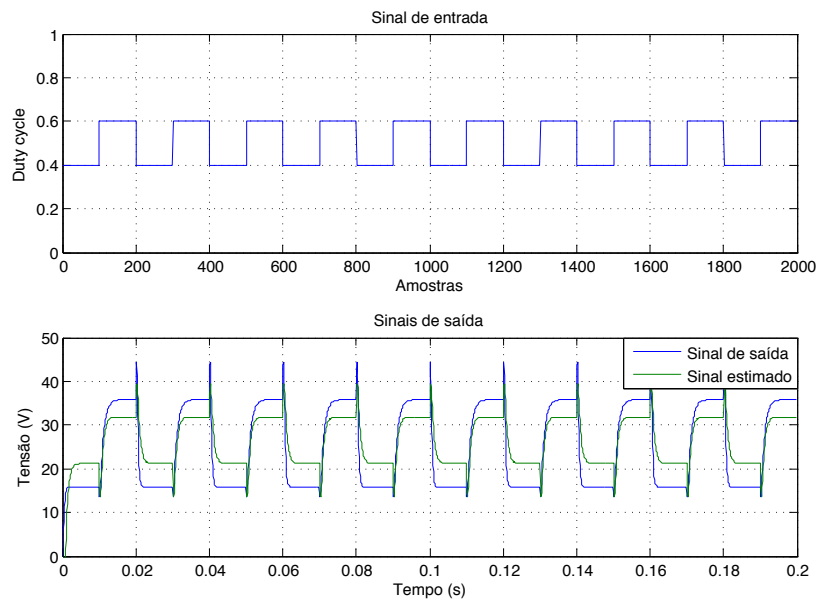


Figura 4.11: Sinal de entrada e sinais de saída

Conversor Forward com isolamento

Na figura 4.12 mostra-se a variação do valor do *duty cycle*, em relação ao ganho do modelo dinâmico. Mesmo que o *duty cycle* varie o ganho mantém-se constante tal como no caso do conversor Buck e cujo valor é igual a $\frac{N_S}{N_P} V_{in}$ como indica na expressão 2.19.

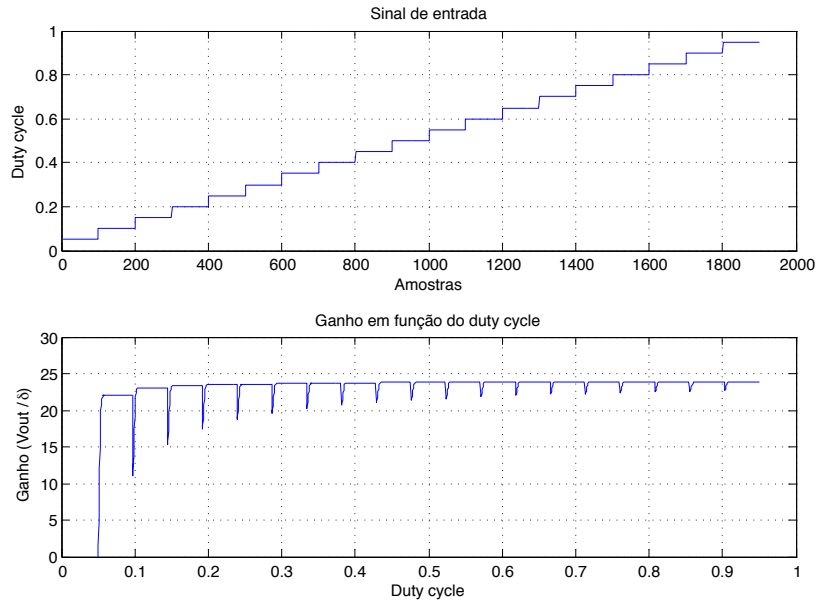


Figura 4.12: Sinal de entrada e ganho do modelo dinâmico

A figura 4.13, mostra que o conversor está bem identificado, sendo o sinal de saída real igual ao sinal de saída estimado.

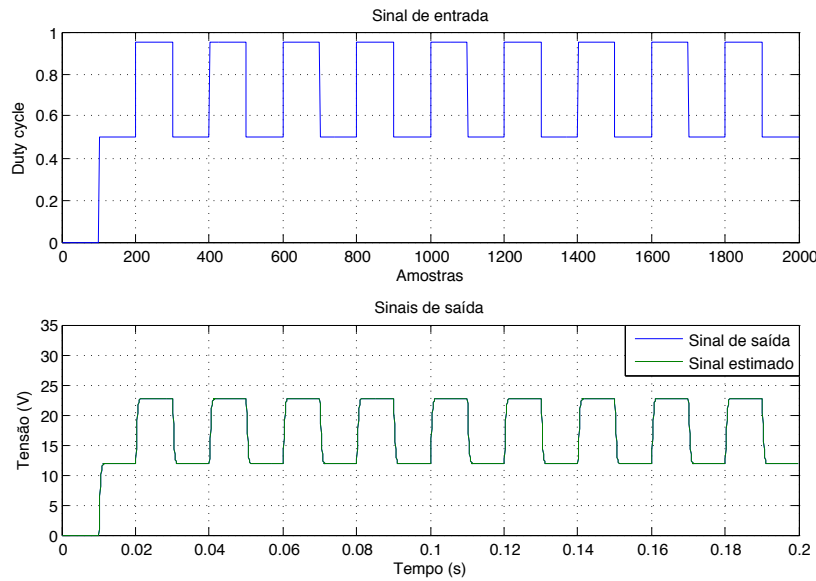


Figura 4.13: Sinal de entrada e sinais de saída

De seguida são apresentados os resultados obtidos dos parâmetros desconhecidos do modelo dinâmico do conversor e a função da transferência.

$$\hat{\theta} = \begin{bmatrix} \hat{a}_1 \\ \hat{a}_2 \\ \hat{b}_1 \\ \hat{b}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1.3468 \\ 0.4722 \\ 1.6908 \\ 1.3007 \end{bmatrix}$$

A função de transferência discreta é dada por:

$$G(q^{-1}) = \frac{\hat{b}_1 q^{-1} + \hat{b}_2 q^{-2}}{1 + \hat{a}_1 q^{-1} + \hat{a}_2 q^{-2}} = \frac{1.6908 q^{-1} + 1.3007 q^{-2}}{1 - 1.3468 q^{-1} + 0.4722 q^{-2}} \quad (4.19)$$

Onde os polos residem em $0.6734 \pm j0.1367$ e o zero em -0.7693 .

Forward com dois elementos de comutação

Os resultados são apresentados na figura 4.14, onde se mostra a variação do valor do *duty cycle*, em relação ao ganho do modelo dinâmico. Mesmo que o *duty cycle* varie o ganho mantém-se constante com valor igual a $\frac{N_S}{N_P} V_{in}$ como indica na expressão 2.24.

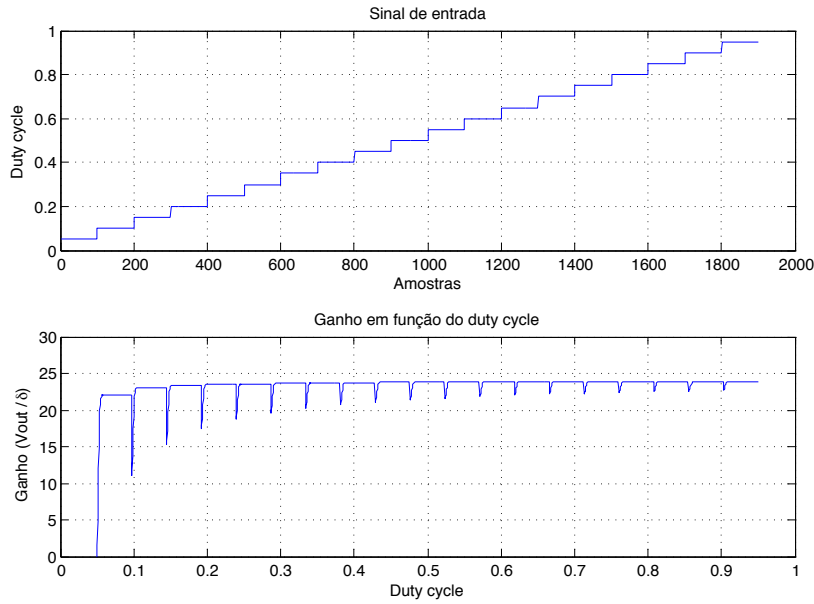


Figura 4.14: Sinal de entrada e ganho do modelo dinâmico

O resultado da figura 4.15, mostra que o conversor está bem identificado, o sinal de saída real é igual o sinal de saída estimado.

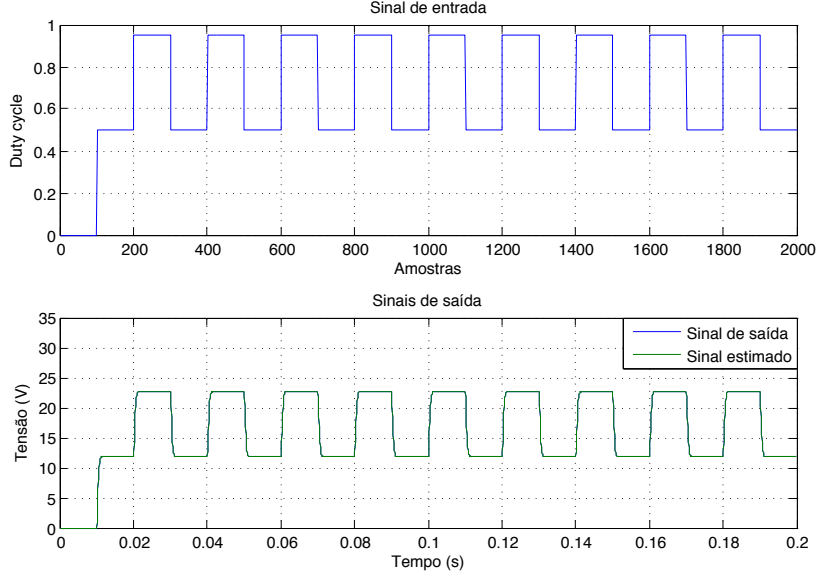


Figura 4.15: Sinal de entrada e sinais de saída

A seguir são apresentados os resultados obtidos dos parâmetros desconhecidos do modelo dinâmico do conversor e a função da transferência.

$$\hat{\theta} = \begin{bmatrix} \hat{a}_1 \\ \hat{a}_2 \\ \hat{b}_1 \\ \hat{b}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1.3465 \\ 0.4719 \\ 1.6908 \\ 1.3022 \end{bmatrix}$$

A função de transferência discreta é dada por:

$$G(q^{-1}) = \frac{\hat{b}_1 q^{-1} + \hat{b}_2 q^{-2}}{1 + \hat{a}_1 q^{-1} + \hat{a}_2 q^{-2}} = \frac{1.6908q^{-1} + 1.3022q^{-2}}{1 - 1.3465q^{-1} + 0.4719q^{-2}} \quad (4.20)$$

Onde os polos residem em $0.6733 \pm j0.1366$ e o zero em -0.7702 .

4.1.5 Conclusão

Pela análise dos resultados, foram obtidas as seguintes conclusões relacionadas com a identificação do modelo dinâmico dos conversores:

- Para os conversores que apresentam ganho do modelo dinâmico constante ao longo da variação do valor de *duty cycle*, é possível identificar os respectivos modelos dinâmicos do conversor.
- Por outro lado, verifica-se também que conversores que apresentam variação do ganho, como é o caso do Boost, Flyback e Flyback com isolamento, não é possível identificar "correctamente" utilizando a aproximação linear do método dos mínimos quadrados os modelos dinâmicos dos conversores.

4.2 Controladores Digitais

A seguir é apresentada uma breve introdução sobre os controladores P, PI, PID e RST implementados em abordagem discreta. A determinação dos parâmetros dos controladores K_p , T_i e T_d foi por ajuste manual (Manual Tuning Method) e a discretização dos controladores é obtida usando a técnica por emulação em que o operador de derivada é substituído pela aproximação do método das diferenças para trás e o operador de integral pela aproximação da regra dos Trapézios ou Tustin [9].

- Método das diferenças para trás

$$y(k) = \frac{\partial x(t)}{\partial t} \approx \frac{x(k) - x(k-1)}{h} \Rightarrow y(k) \approx \frac{1 - q^{-1}}{h} x(k) \quad (4.21)$$

ou no domínio de laplace:

$$\mathcal{L}\{y(k)\} \Rightarrow Y(s) = sX(s) \quad (4.22)$$

Onde s pode ser substituído pela expressão 4.21 para obter aproximação do tempo discreto.

$$s = \frac{1 - q^{-1}}{h} \quad (4.23)$$

- Regra dos Trapézios ou Tustin

$$y(k) = \int_0^{kh} x(t)dt \approx y(k-1) + \frac{h}{2}(x(k) + x(k-1)) \Rightarrow y(k) \approx \frac{h}{2} \frac{1 + q^{-1}}{1 - q^{-1}} x(k) \quad (4.24)$$

ou no domínio de laplace é:

$$\mathcal{L}\{y(k)\} \Rightarrow Y(s) = \frac{1}{s} X(s) \quad (4.25)$$

Em que o $\frac{1}{s}$ pode ser substituído pela expressão 4.24 para obter aproximação do tempo discreto.

$$\frac{1}{s} = \frac{h}{2} \frac{1 + q^{-1}}{1 - q^{-1}} \quad (4.26)$$

Onde h é o intervalo de amostragem e q^{-1} é o operador de atraso.

4.2.1 Controlador Proporcional

O diagrama de blocos do controlador proporcional é apresentado na figura 4.16 em que o sinal de controlo é obtido pela multiplicação do sinal de erro com um ganho proporcional K_p .

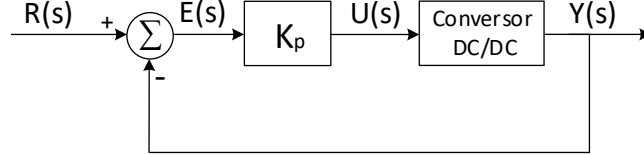


Figura 4.16: Controlador Proporcional

A função de controlo discreto do sistema é dada por:

$$u(k) = K_p e(k) \quad (4.27)$$

onde o sinal de erro é:

$$e(k) = r(k) - y(k) \quad (4.28)$$

Para este controlador, caso o sistema a controlar não tenha polo na origem, a resposta a um sinal de entrada do tipo degrau apresentará sempre erro no estado estacionário.

4.2.2 Controlador Proporcional Integral

Apesar do controlador proporcional não conseguir eliminar o erro em regime de estado estacionário para o sistema de tipo 0 com degrau na sua entrada, mas ao se adicionar um bloco integrador consegue-se eliminar o erro em estado estacionário em sistemas que não tenham pólos na origem. A figura 4.17 mostra o diagrama de blocos do controlador proporcional integral.

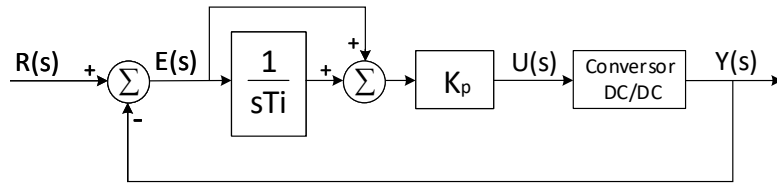


Figura 4.17: Controlador Proporcional Integral

A função de transferência do controlador PI no tempo contínuo da figura 4.17 é dada por:

$$G_{pi}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i}\right) \quad (4.29)$$

ao substituir o termo integral $\frac{1}{s}$ pela expressão 4.26 e ao desenvolver a expressão 4.29 obtém-se o modelo discreto do controlador proporcional integral.

$$G_{pi}(q^{-1}) = \frac{s_0 + s_1 q^{-1}}{1 - q^{-1}} \quad (4.30)$$

em que:

$$\begin{cases} s_0 = K_p(1 + \frac{h}{2T_i}) \\ s_1 = K_p(-1 + \frac{h}{2T_i}) \end{cases}$$

E a equação da função do controlo do tempo discreto pode ser obtida por:

$$u(k) = \frac{s_0 + s_1 q^{-1}}{1 - q^{-1}} e(k) \quad (4.31)$$

Desenvolvendo a equação 4.31 obtém-se a expressão do sinal de controlo cujo valor é igual ao valor do sinal de *duty cycle* que será aplicado à entrada do conversor.

$$u(k) = u(k-1) + s_0 e(k) + s_1 e(k-1) \quad (4.32)$$

4.2.3 Controlador Proporcional Integral Diferencial

Apesar do controlador proporcional integral eliminar o erro em estado estacionário para uma entrada constante ou um degrau, tem uma resposta transitória "lenta". A solução para esse problema passa por adicionar um bloco derivativo ao sistema, que permite aumentar a estabilidade do sistema, diminuir a sobre-elevação e melhorar a sua resposta transitória. A figura 4.18 mostra o diagrama dos blocos do controlador proporcional integral derivativo.

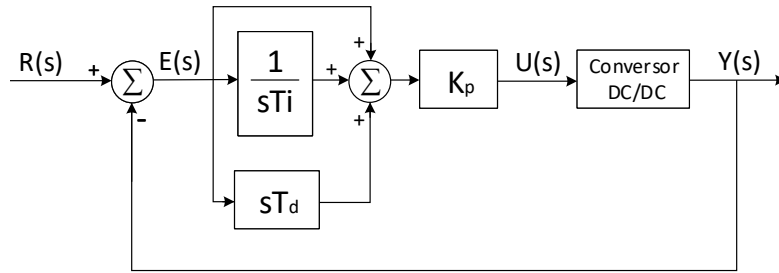


Figura 4.18: Controlador Proporcional Integral Diferencial

Na tabela 4.1 apresenta-se o efeito em cada um dos parâmetros do controlador, K_p , K_i e K_d , num sistema em malha fechada.

Resposta ao degrau	Tempo de crescimento	Sobre-elevação	Tempo de estabelecimento	Erro em regime estacionário
Aumentando K_p	Diminui	Aumenta	Pequena variação	Diminui
Aumentando K_i	Diminui	Aumenta	Aumenta	Elimina
Aumentando K_d	Pequena variação	Diminui	Diminui	Pequena variação

Tabela 4.2: Influência do ganho K_p , K_i e K_d no controlador PID [12]

A função de transferência do controlador PID no tempo contínuo da figura 4.18 é dada por:

$$G_{pid}(s) = K_p(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d) \quad (4.33)$$

ao substituir o termo integral $\frac{1}{s}$ pela expressão 4.26, a derivada s pela expressão 4.23 e desenvolvendo a expressão 4.33 obtém-se o modelo discreto do controlador proporcional integral.

$$G_{pid}(q^{-1}) = \frac{s_0 + s_1 q^{-1} + s_2 q^{-2}}{1 - q^{-1}} \quad (4.34)$$

em que:

$$\begin{cases} s_0 = K_p(1 + \frac{h}{2T_i} + \frac{T_d}{h}) \\ s_1 = K_p(-1 + \frac{h}{2T_i} - \frac{2T_d}{h}) \\ s_2 = \frac{K_p T_d}{h} \end{cases}$$

E a equação da função do controlo do tempo discreto pode ser obtida:

$$u(k) = \frac{s_0 + s_1 q^{-1} + s_2 q^{-2}}{1 - q^{-1}} e(k) \quad (4.35)$$

Desenvolvendo a equação 4.35 obtém-se a expressão do sinal de controlo cujo o valor é igual ao valor do sinal de *duty cycle* que será aplicado à entrada do conversor.

$$u(k) = u(k-1) + s_0 e(k) + s_1 e(k-1) + s_2 e(k-2) \quad (4.36)$$

4.2.4 Controlador RST

Introduzido nos anos de 1976, é baseado no controlo clássico com o objetivo de conseguir determinar a posição dos pólos no semi plano esquerdo à priori ou seja pre-definida. Assim pode-se realizar o dimensionamento do controlador cuja resposta em malha fechada seguirá o comportamento desejado. A figura 4.19 apresenta o diagrama de blocos do controlador RST.

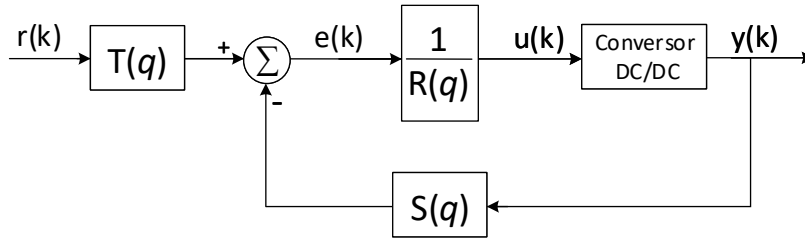


Figura 4.19: Controlador RST

Considera-se que equação do conversor DC/DC na seção 4.1.4 segue o modelo ARX sem ruído:

$$G(q) = \frac{B(q)}{A(q)} \quad (4.37)$$

Onde os polinómios de $A(q)$ e $B(q)$ são do tipo:

$$\begin{aligned} A(q) &= q^{n_a} + a_1 q^{n_a-1} + a_2 q^{n_a-2} + \dots + a_{n_a} \\ B(q) &= b_1 q^{n_b-1} + b_2 q^{n_b-2} + \dots + b_{n_b} \end{aligned}$$

E a sua função do controlo:

$$R(q)u(k) = T(q)r(k) - S(q)y(k) \quad (4.38)$$

Para que o sistema seja causal (a sua saída só depende da entrada actual e pasada) é necessário que a condição da expressão seguinte se verifique:

$$\deg(R(q)) \geq \deg(T(q)) \text{ e } \deg(R(q)) \geq \deg(S(q)) \quad (4.39)$$

A da função de transferência em malha fechada da figura 4.19 pode ser expressa pela expressão seguinte:

$$y(k) = G_m(q)r(k) \quad (4.40)$$

Onde a função de transferência desejada é:

$$G_m(q) = \frac{B_m(q)}{A_m(q)} \quad (4.41)$$

em que os polinómios são do tipo:

$$\begin{aligned} A_m(q) &= q^{n_a} + a_{m1}q^{n_a-1} + a_{m2}q^{n_a-2} + \dots + a_{mn_a} \\ B_m(q) &= b_{m1}q^{n_b-1} + b_{m2}q^{n_b-2} + \dots + b_{mn_b} \end{aligned}$$

Agora combina-se a função de transferência do sistema controlado por RST com a função de transferência desejada:

$$G_m(q) = \frac{B(q)T(q)}{R(q)A(q) + B(q)S(q)} = \frac{B_m(q)}{A_m(q)} \quad (4.42)$$

Esta equação de malha fechada é causal se:

$$\max \{ \deg [R(q)A(q)]; \deg [B(q)S(q)] \} \geq \deg [B(q)T(q)]$$

A equação da expressão 4.42 tem solução quando for verificada a igualdade da ordem da equação característica da função de transferência do sistema desejado com a equação característica da função de transferência em malha fechada. Caso a expressão 4.42 não tenha solução é necessário introduzir um outro polinómio auxiliar para que a ordem das equações características da função de transferência sejam iguais, este polinómio chama-se polinómio observador, que não tem influência na resposta do sistema.

Um outro aspecto muito importante da escolha do polinómio observador é que este polinómio só influencia o sistema quando o sistema for afectado por uma perturbação ou ruído como se mostra nas expressões seguintes.

Considera-se que o modelo do sistema do tipo ARX com ruído é:

$$A(q)y(k) = B(q)u(k) + \zeta \quad (4.43)$$

Se se resolver a equação 4.43 juntamente com a expressão 4.38, o seu sinal de saída tem a expressão seguinte:

$$y(k) = \frac{B(q)T(q)}{R(q)A(q) + B(q)S(q)} + \frac{R(q)}{A(q)R(q) + B(q)S(q)}\zeta \quad (4.44)$$

Pelo que:

$$y(k) = \frac{B_m(q)}{A_m(q)} + \frac{R(q)}{A_{obs}A_m(q)}\zeta \quad (4.45)$$

Portanto a expressão 4.45 mostra claramente que o polinómio observador tem influência na resposta do sistema afetado pelo ruído. Uma possibilidade de solução para a escolha deste polinómio é escolher os polos mais longe dos polos dominantes do sistema desejado.

Partindo da função de transferência dos conversores com ordem conhecida (segunda ordem) apresentada na secção 4.1.4. A solução para determinação dos coeficientes dos polinómios para sistemas da segunda ordem e os seus resultados serão apresentados no capítulo 6 na secção 6.4.

Resolução de sistema de segunda ordem

Pela equação da função de transferência obtida para conversor DC/DC em malha aberta na secção 4.1.4 dada por:

$$G(q^{-1}) = \frac{b_1q^{-1} + b_2q^{-2}}{1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2}} \quad (4.46)$$

Define-se a equação da função de transferência desejada de segunda ordem no domínio Laplace:

$$G_m(s) = \frac{\omega_m^2}{s^2 + 2\xi_m\omega_ms + \omega_m^2} \quad (4.47)$$

Onde ω_m é a frequência natural não amortecida desejada (rad/s), ξ_m é o coeficiente de amortecimento desejado e o seu modelo discreto é obtido pela função MATLAB $G(q) = c2d(G(s), h)$, com dispositivo 'zoh' incluído é dada por:

$$G_m(q^{-1}) = \frac{b_{m1}q^{-1} + b_{m2}q^{-2}}{1 + a_{m1}q^{-1} + a_{m2}q^{-2}} \quad (4.48)$$

Para definir o polinómio observador de segunda ordem foi escolhido o coeficiente de amortecimento do observador igual a $\xi_{obs} = \xi_m$ e a frequência natural não amortecida do observador igual a $\omega_{obs} = n \cdot \omega_m$, o valor de n é um valor escolhido para definir o afastamento da localização dos polos do polinómio observador, para garantir que estes polos ficam mais rápidos que os pólos dominantes desejados para o sistema em malha fechada de forma a responder (se possível) a variações da carga.

$$A_{obs1} = -2e^{-\xi_{obs}\omega_{obs}h} \cdot \cos(\omega_{obs}\sqrt{1 - \xi_{obs}^2} \cdot h) \quad (4.49)$$

$$A_{obs2} = e^{-\xi_{obs}\omega_{obs}h} \quad (4.50)$$

logo, a equação característica do polinómio observador é dada por:

$$A_{obs}(q) = q^2 + A_{obs1}q + A_{obs2} \quad (4.51)$$

Pela relação da fórmula 4.42 obtém-se:

$$G_m(q) = \frac{B(q)T(q)}{R(q)A(q) + B(q)S(q)} = \frac{B_m(q)A_{obs}(q)}{A_m(q)A_{obs}(q)} \quad (4.52)$$

Onde o seu numerador da equação 4.52 é dada por:

$$B(q)T(q) = B_m(q)A_{obs}(q) \quad (4.53)$$

Em que:

$$T(q) = \frac{B_m(q)A_{obs}(q)}{B(q)} \quad (4.54)$$

E o denominador da equação 4.52 é a equação Diophantine:

$$R(q)A(q) + B(q)S(q) = A_m(q)A_{obs}(q) \quad (4.55)$$

De seguida apresenta-se a resolução da equação Diophantine e cálculos dos coeficientes do controlador RTS.

Inicia-se por escolher os polinómios $R(q)$ e $S(q)$.

$$R(q) = (q - 1)(q + r_1) = q^2 + (r_1 - 1)q - r_1 \quad (4.56)$$

O polinómio $R(q)$ escolhe-se de modo a ter integrador no controlador, assim elimina-se o erro em estado estacionário.

$$S(q) = q^2 s_0 + s_1 q + s_2 \quad (4.57)$$

De seguida substituindo na expressão 4.55 obtém se:

$$(q^2 + (r_1 - 1)q - r_1)(q^2 + a_1 q + a_2) + (q^2 + b_1 q + b_2)(q^2 s_0 + s_1 q + s_2) = (q^2 + a_1 q + a_2)(q^2 + A_{obs1} q + A_{obs2}) \quad (4.58)$$

Resolvendo a expressão 4.58 e igualando as ordens da equação obtém-se seguintes resultados [14].

$$\begin{aligned} r_1 &= P_0 - b_1 s_0 \\ s_0 &= -\frac{P_1 + b_1 s_1}{P_2} \\ s_1 &= -\frac{b_1 P_5 P_2 - P_1 a_2 b_1 b_1 + b_2 P_6}{b_2 P_4 b_1 - b_2 P_2 b_2 - a_2 b_1 b_1 b_1} \\ s_2 &= \frac{P_6 + s_1 P_4 b_1 - s_1 P_2 b_2}{P_2 b_1} \end{aligned}$$

Em que:

$$\begin{aligned} P_0 &= a_{m1} + A_{obs1} + 1 - a_1 \\ P_1 &= a_2 + a_1 P_0 - a_{m1} - a_{m2} - A_{obs2} - A_{obs1} - A_{obs1} a_{m1} - 1 \\ P_2 &= b_1 - b_1 a_1 + b_2 \\ P_3 &= a_2 P_0 - a_2 - a_1 P_0 - a_{m1} A_{obs2} - a_{m2} A_{obs1} \\ P_4 &= b_1 a_1 - b_1 a_2 \\ P_5 &= -a_2 P_0 - a_{m2} A_{obs2} \\ P_6 &= -P_3 P_2 + P_4 P_1 \end{aligned}$$

Por fim escolhe-se o polinómio $T(q)$:

$$T(q) = q^2 t_0 + t_1 q + t_2 \quad (4.59)$$

Onde os coeficientes foram obtidos de acordo com expressão 4.54:

$$t_0 = \frac{1 + a_{m1} + a_{m2}}{b_1 + b_2}$$

$$t_1 = t_0 A_{obs1}$$

$$t_2 = t_0 A_{obs2}$$

Depois de obter todos os coeficientes r_1 , s_0 , s_1 , s_2 , t_0 , t_1 , e t_2 , substitui-se os polinómios $R(q)$, $S(q)$ e $T(q)$ pela a formula 4.38 e obtém-se a função do controlo RST da expressão 4.60 cujo valor é igual o valor do sinal de *duty cycle* e que será aplicado à entrada do conversor.

$$u(k) = t_0 r(k) + t_1 r(k-1) + t_2 r(k-2) - s_0 y(k) - s_1 y(k-1) - s_2 y(k-2) - (r_1 - 1)u(k-1) + r_1 u(k-2) \quad (4.60)$$

Capítulo 5

Resultados da Simulação em Malha Aberta

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos da simulação do conversor DC/DC em malha aberta no PLECS, bem como a apresentação das respostas transitórias e formas da onda de tensão e corrente em regime de estado estacionário. Os resultados obtidos comprovam os pressupostos dos resultados teóricos apresentados no capítulo 2.

5.1 Parâmetros dos conversores

Os parâmetros usados da simulação são apresentados na tabela 5.1 e serão utilizados em todo o trabalho.

Parâmetros	Símbolo	Valor	
Tensão de entrada	V_{in}	12 V	
Tensão do diódo	V_f	0.1 V	
Bobina	L	2.5 mH	
Resistência	DCR_L	1 mΩ	
Condensador	C	22 μF	
Resistência	ESR_C	5 mΩ	
Indutância de magnetização	L_{mag}	1 mH	
Transformador	$N_p : N_s$	1:1	
Transformador (3 enrolamentos)	$N_p : N_m : N_s$	1: -1:1	
Conversor	$R_L(\Omega)$	$R_1(\Omega)$	$R_2(\Omega)$
Buck	6	6	3
Boost	48	48	24
Flyback	24	24	12
Flyback com isolamento	96	96	48
Forward com isolamento	6	6	3
Forward com dois elementos de comutação	6	6	3

Tabela 5.1: Parâmetros dos conversores

5.2 Conversor Buck

De seguida apresentam-se os resultados das tensões e das correntes no conversor Buck.

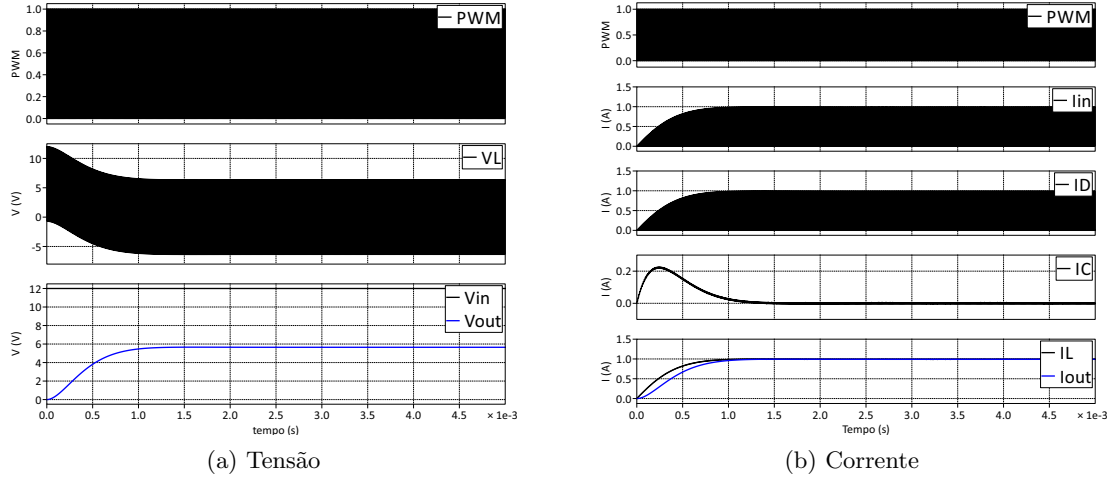


Figura 5.1: Resposta transitória do conversor Buck

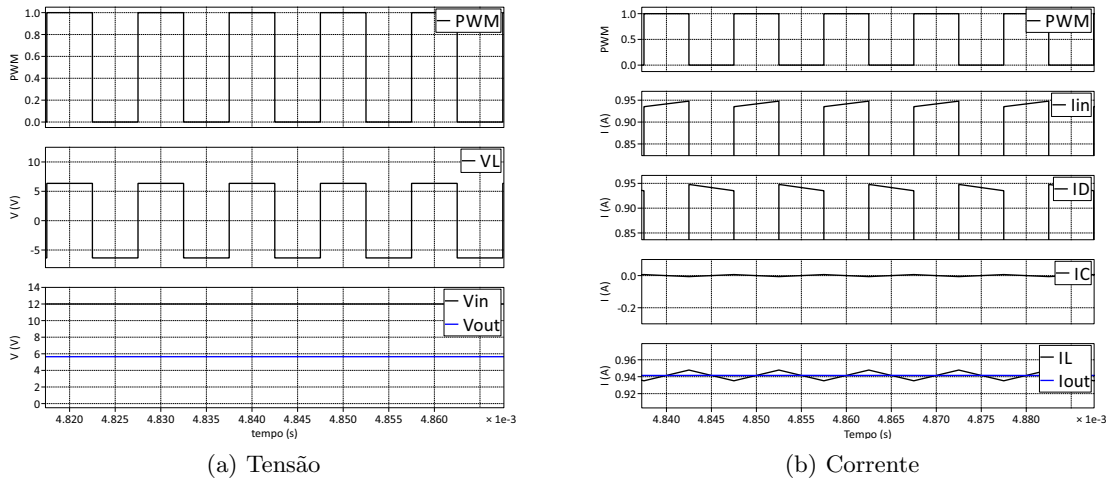


Figura 5.2: Formas de ondas ampliadas na resposta estacionária

Os resultados do conversor Buck na figura 5.1 mostram a evolução da resposta transitória da tensão e da corrente. A figura 5.2 mostra os mesmos resultados, mas com os sinais ampliados para que se consigam ver as formas de ondas. Se se considerar o *duty cycle* igual a 0.5, pela fórmula da expressão 2.4 obtém-se V_{out} médio igual a 6 V, V_L com uma amplitude -6 V a +6 V. Em relação do I_L verificou-se que é a soma de I_{in} e I_D , cujo o valor médio é a I_{out} e verificou-se que os resultados obtidos obedecem aos resultados teóricos na figura 2.2.

5.3 Conversor Boost

A seguir apresentam-se os resultados das tensões e das correntes no conversor Boost.

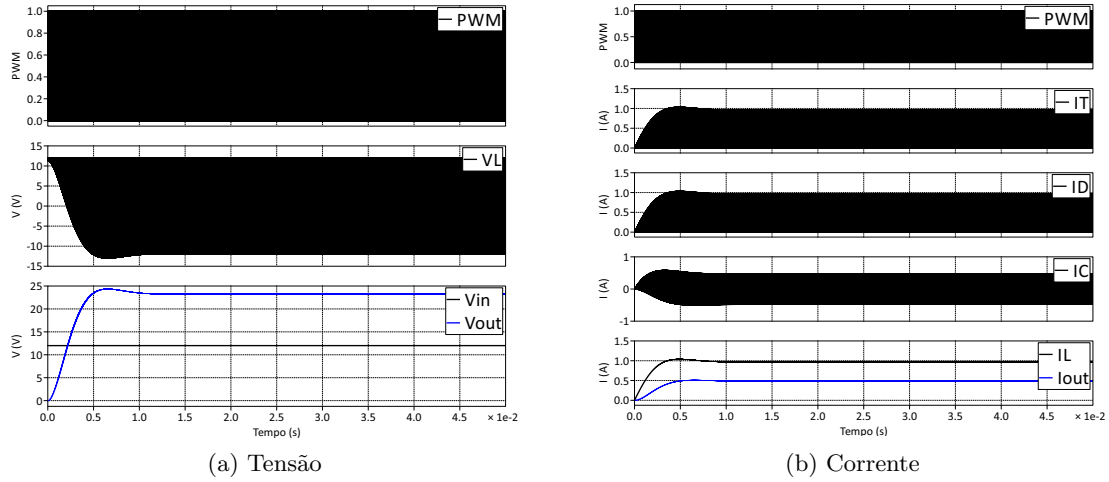


Figura 5.3: Resposta transitória do conversor Boost

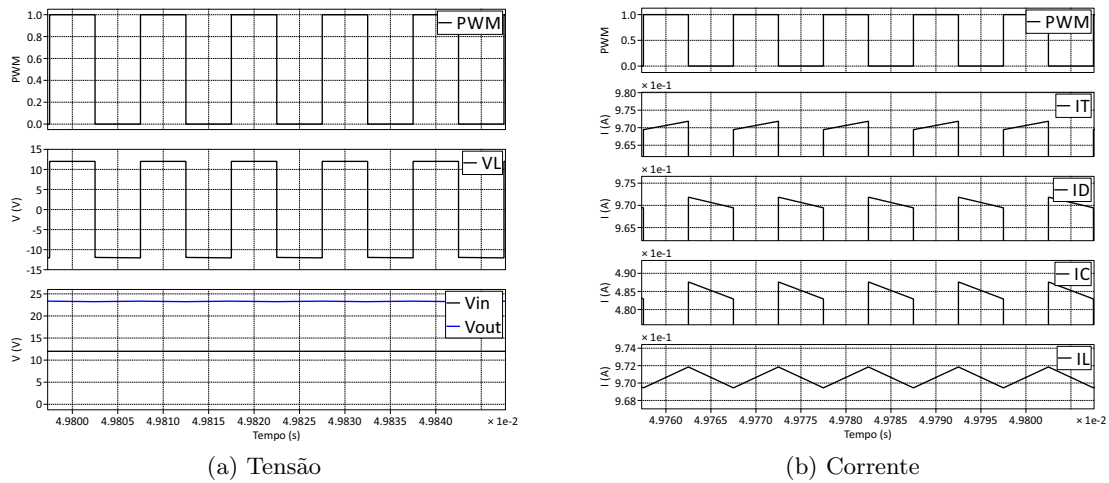


Figura 5.4: Formas de ondas ampliadas na resposta estacionária

A figura 5.3 apresenta a evolução da resposta transitória da tensão e corrente no conversor Boost. Em relação à figura 5.4 é obvio que, com o *duty cycle* igual a 0.5, pela fórmula da expressão 2.9 obtém-se V_{out} médio igual a 24 V. V_L tem uma amplitude -12 V a +12 V e I_L é a soma de I_T com I_D . Além disso, a forma de onda I_C é idêntica com a de I_D , isto porque quando o sinal de controlo PWM está *ON* o diodo, ficando cortado, o condensador não recebe a energia da fonte e fornece a energia à carga. No estado em que o PWM está *OFF* o diodo conduz e entrega energia à carga e ao condensador de saída.

5.4 Conversor Flyback

A seguir apresentam-se os resultados das tensões e das correntes no conversor Flyback.

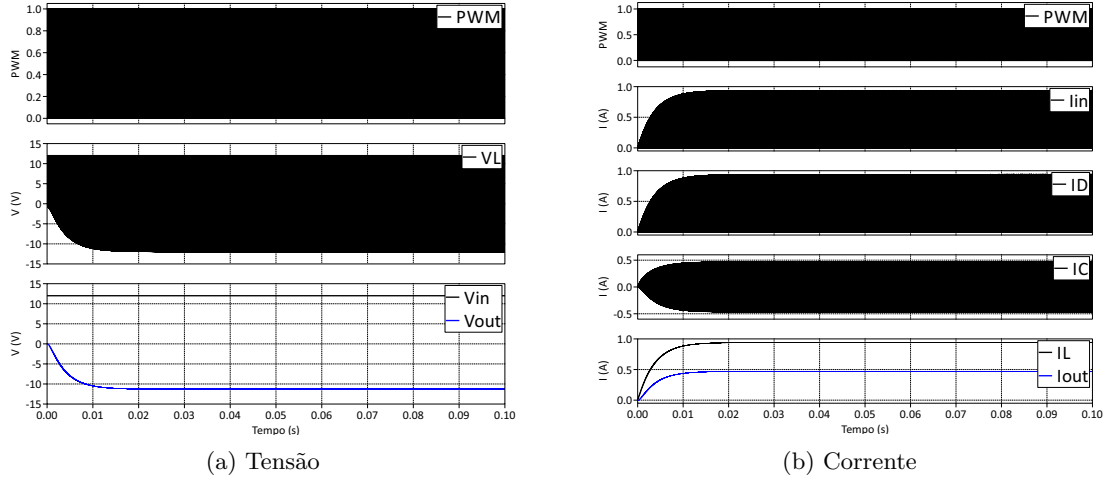


Figura 5.5: Resposta transitória do conversor Flyback

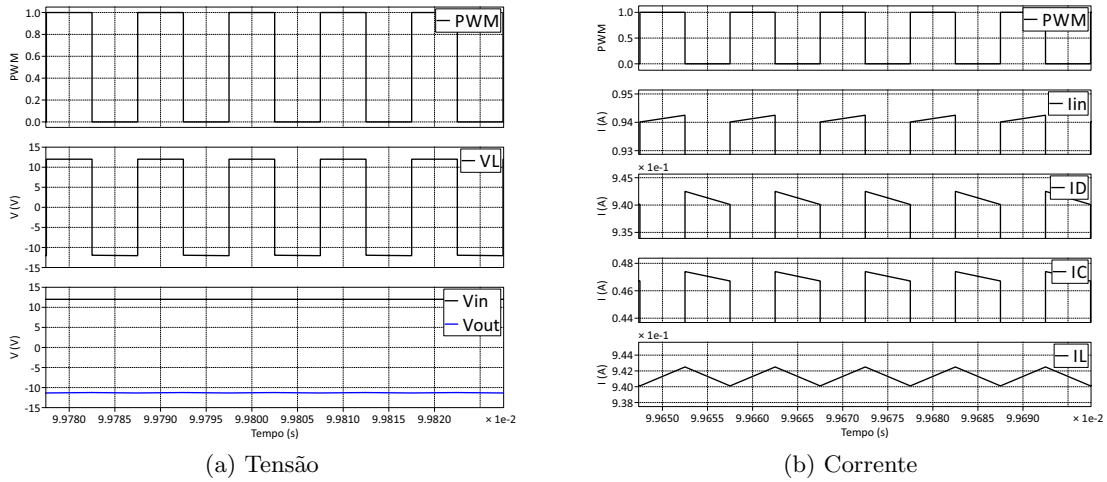


Figura 5.6: Formas de ondas ampliadas na resposta estacionária

A figura 5.5 apresenta a evolução da resposta transitória da tensão e corrente no conversor Flyback e a figura 5.6 apresenta as formas de ondas ampliadas. Se se considerar o *duty cycle* igual a 0.5, pela fórmula da expressão 2.13, obtém-se V_{out} médio igual a -12 V. V_L possui uma amplitude que varia entre -12 V e +12 V. Em relação a I_L verifica-se que é a soma de I_{in} e I_D .

5.5 Conversor Flyback com isolamento

De seguida apresentam-se os resultados das tensões e das correntes no conversor Flyback com isolamento.

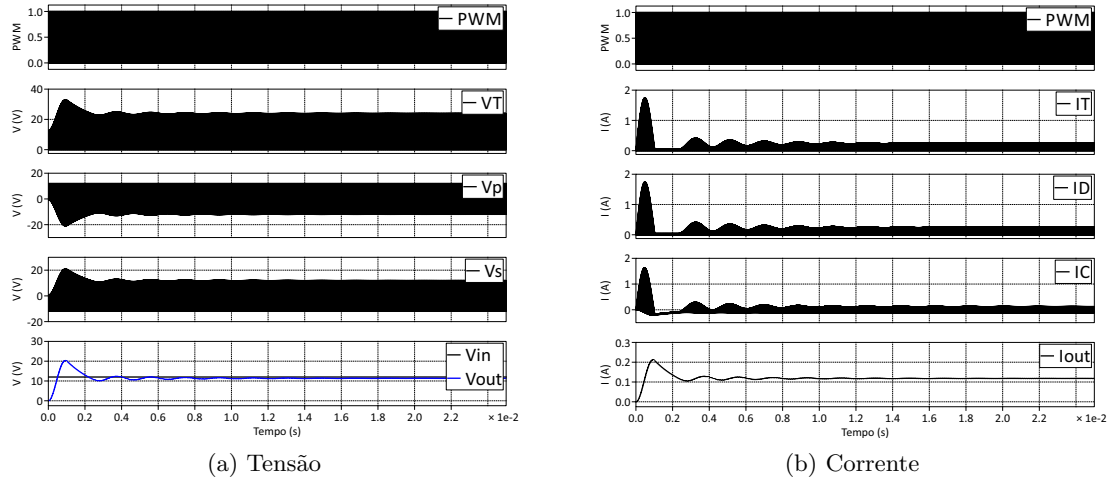


Figura 5.7: Resposta transitória do conversor Flyback com isolamento

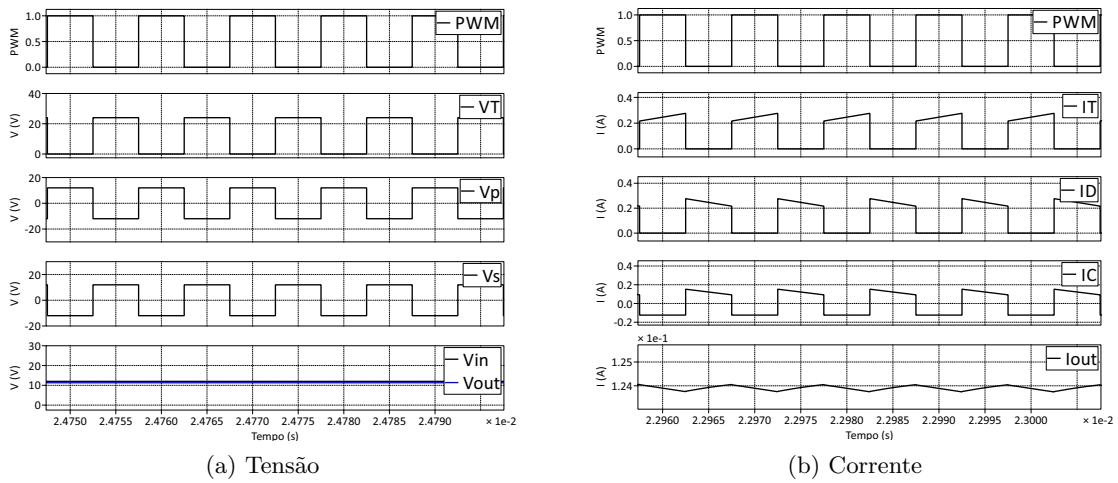


Figura 5.8: Formas de ondas ampliadas na resposta estacionária

A figura 5.7 apresenta a evolução da resposta transitória da tensão e corrente neste conversor e a figura 5.8 apresenta as mesmas formas de ondas mas ampliadas no estado estacionário. Se considerar o *duty cycle* igual a 0.5, pela fórmula da expressão 2.17, obtém-se V_{out} médio igual a 12 V.

5.6 Conversor Forward com isolamento

De seguida apresentam-se os resultados das tensões e das correntes no conversor Forward com isolamento.

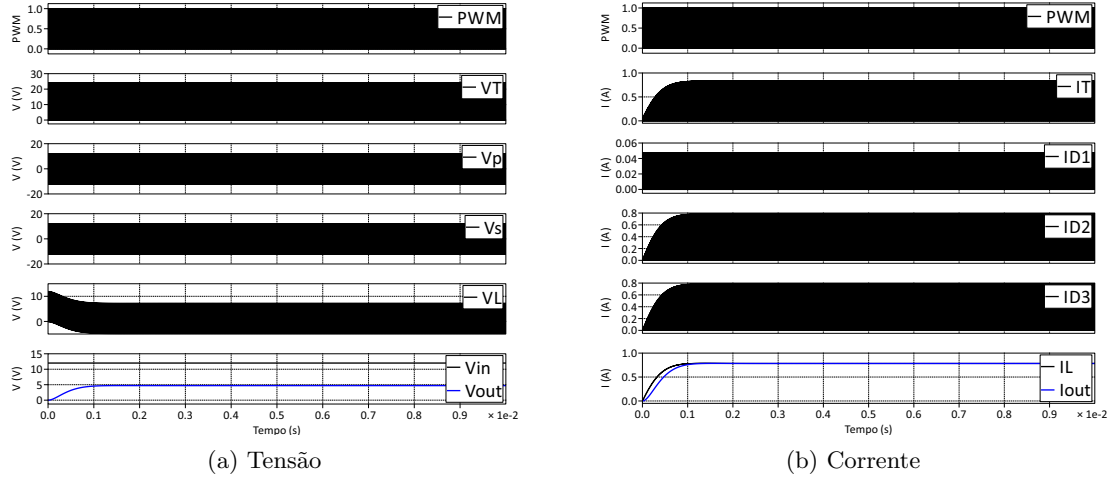


Figura 5.9: Resposta transitória do conversor Forward com isolamento

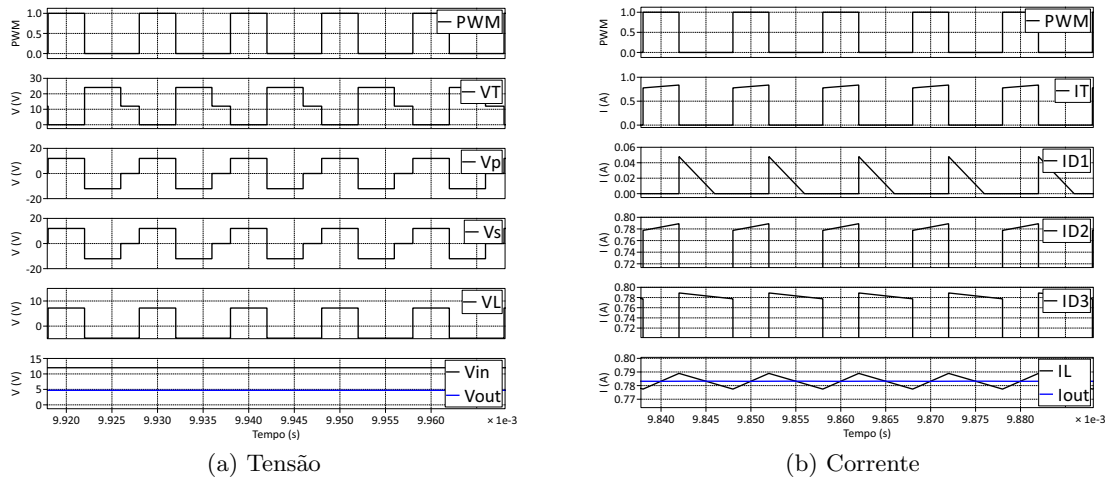


Figura 5.10: Formas de ondas ampliadas na resposta estacionária

Os resultados apresentados na figura 5.9 correspondem à resposta transitória das tensões e das correntes no conversor e a figura 5.10 apresenta as formas ondas ampliadas. Considerando o *duty cycle* igual a 0.4, pela fórmula da expressão 2.21 obtém-se V_{out} médio igual a 5 V. Verificou-se também que as formas de ondas são idênticas as apresentadas na figura 2.10.

5.7 Conversor Forward com dois elementos de comutação

De seguida apresentam-se os resultados das tensões e das correntes no conversor Forward com dois elementos de comutação.

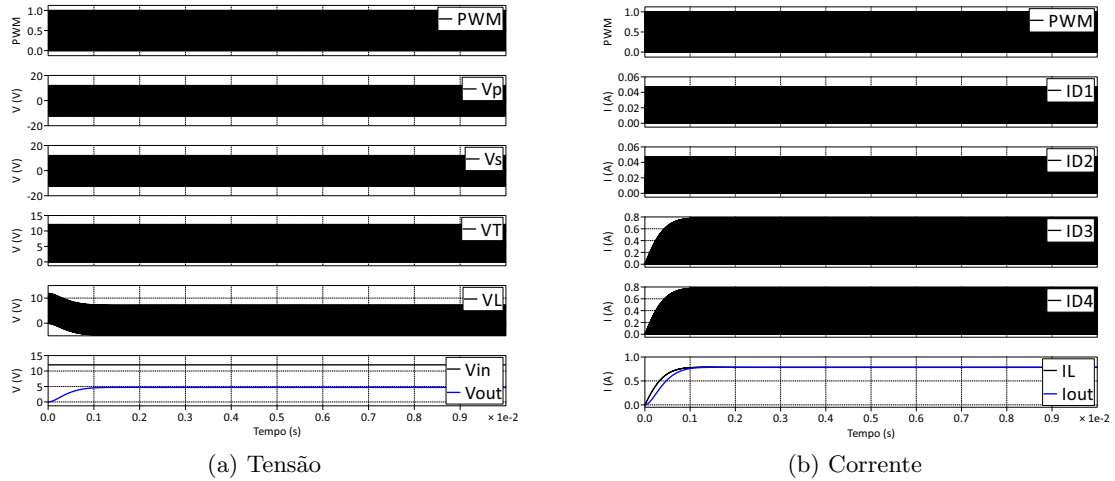


Figura 5.11: Resposta transitória do conversor Forward com dois elementos de comutação

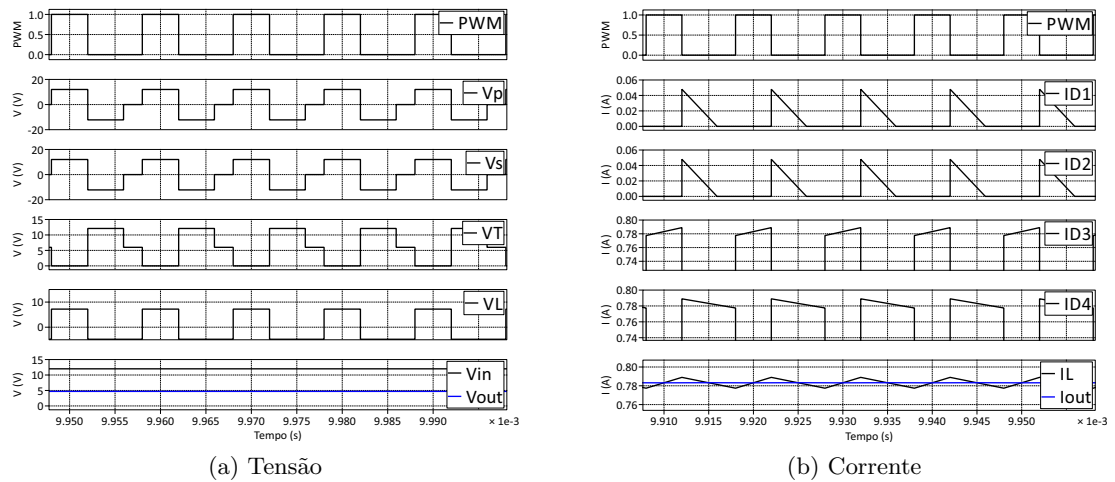


Figura 5.12: Formas de ondas ampliadas na resposta estacionária

A figura 5.11 apresenta a resposta transitória do conversor. Se se considerar o *duty cycle* igual a 0.4, pela fórmula da expressão 2.26 obtém-se V_{out} médio igual a 5 V. Enquanto que da análise das formas de ondas ampliadas na figura 5.12 conclui-se que são idênticas às apresentadas na figura 2.12.

Capítulo 6

Resultados dos Ensaios sem Perturbações

Este capítulo apresenta os resultados obtidos da simulação com a implementação dos controladores sem perturbações nas fontes de comutação. Para cada controlador foram afinados os valores dos parâmetros K_p , T_i , T_d e os polinômios de $R(q)$, $S(q)$ e $T(q)$ para que a saída apresentasse a melhor resposta possível com mínimo erro na resposta transitória e nulo em estado estacionário.

Apresenta-se no fim deste capítulo uma análise de comparação de desempenho entre os controladores pela utilização do erro médio quadrático.

Todos os parâmetros que serão usados nestes conversores já foram apresentados na tabela 5.1 do capítulo 5.

6.1 Controlador Proporcional

Como foi dito na secção 4.2.1, este tipo de controlador apresenta sempre erro em estado estacionário se o sistema for do tipo 0 (sem polo na origem) para um degrau de entrada. Pelo cálculo da equação do conversor e pelo resultado da identificação do modelo dinâmico do conversor, verificaram-se que estes não apresentam a localização dos seus polos na origem no plano complexo conjugado, logo apresentam sempre o erro em estado estacionário e por isso os resultados deste tipo de controlador não serão apresentados.

6.2 Controlador Proporcional Integral

A acção integradora deste controlador elimina completamente o erro em estado estacionário, mas por outro lado aumenta o tempo de estabelecimento e torna a resposta dinâmica do sistema mais lenta o que geralmente é indesejável. Os parâmetros do controlador K_p e T_i foram escolhidos de modo a garantir um sinal de saída do sistema com menor tempo de estabelecimento possível.

Os resultados apresentados em seguida tentam exibir o melhor desempenho da resposta dinâmica dos conversores para valores escolhidos de parâmetros K_p e T_i . Quando se aumenta o ganho de T_i , o sinal de saída torna-se mais oscilante e até pode gerar instabilidade no sistema. Se se diminuir, o sinal de saída demora mais tempo a atingir o sinal de referência.

Conversor Buck

A figura 6.1 apresenta a resposta do controlador PI no conversor Buck para os parâmetros $K_p = 6.56 \times 10^{-3}$ e $T_i = 8.2 \times 10^{-6}$ e a evolução do sinal de controle.

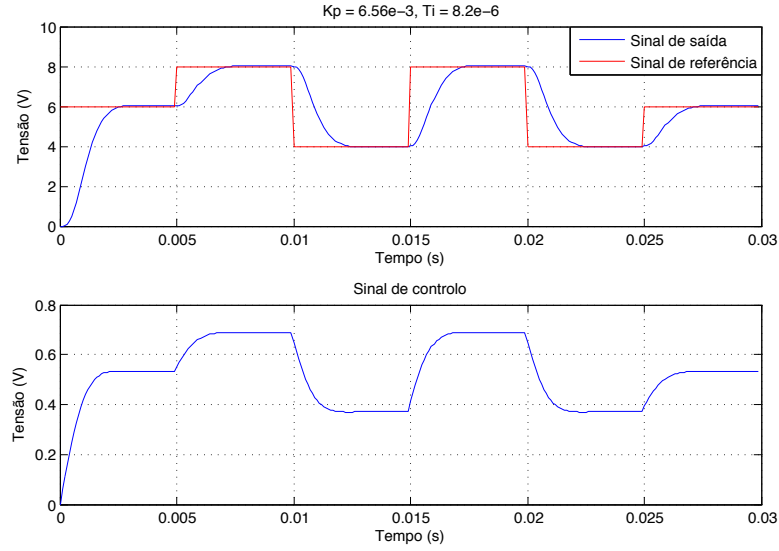


Figura 6.1: Sinal de saída e de controle do conversor Buck com PI

Conversor Boost

A figura 6.2 apresenta a resposta do controlador PI no conversor Boost para os parâmetros $K_p = 4.21 \times 10^{-4}$ e $T_i = 5.92 \times 10^{-6}$ e a evolução do sinal de controle.

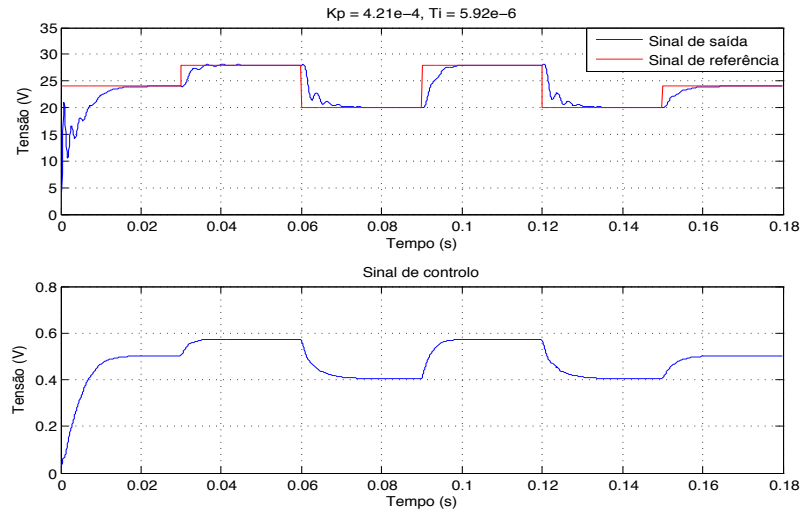


Figura 6.2: Sinal de saída e de controle do Boost com PI

Conversor Flyback

A figura 6.3 apresenta a resposta do controlador PI no Flyback para os parâmetros $K_p = -11.18 \times 10^{-4}$ e $T_i = 1.03 \times 10^{-3}$ e a evolução do sinal de controle.

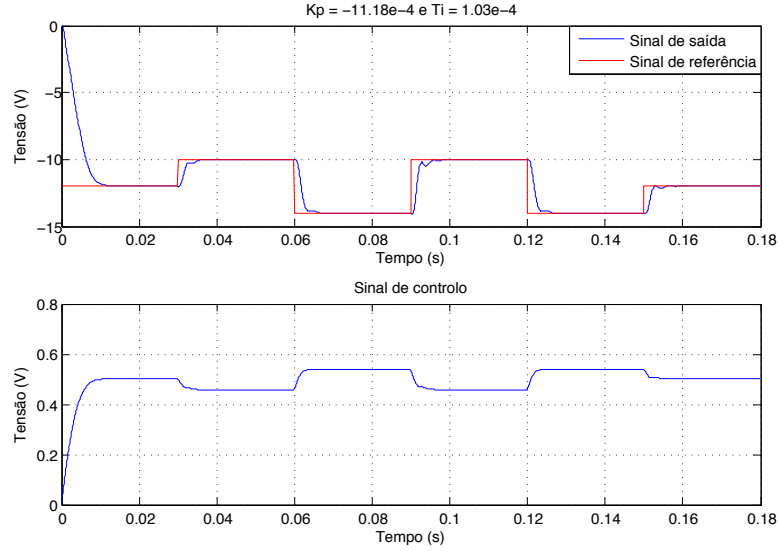


Figura 6.3: Sinal de saída e de controle do conversor Flyback com PI

Conversor Flyback com isolamento

A figura 6.4 apresenta a resposta do controlador PI no conversor Flyback com isolamento para os parâmetros $K_p = 8.37 \times 10^{-5}$ e $T_i = 1.09 \times 10^{-5}$ e a evolução do sinal de controle.

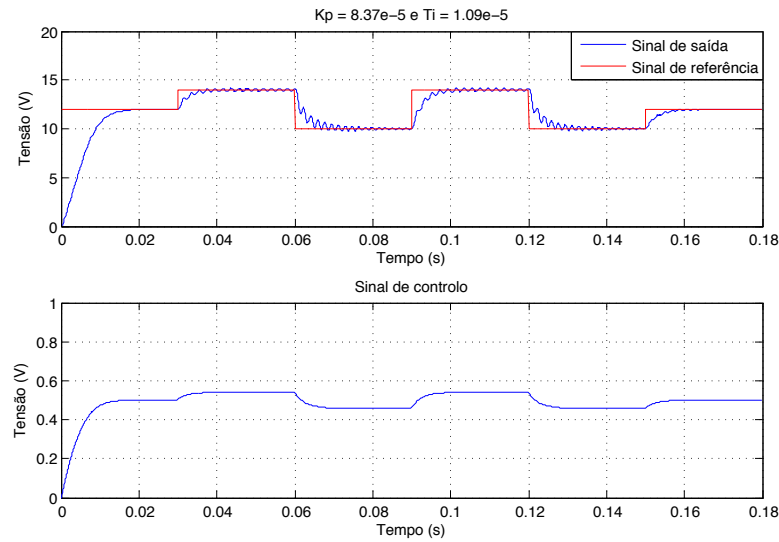


Figura 6.4: Sinal de saída e de controle do conversor Flyback com isolamento com PI

Conversor Forward com isolamento

A figura 6.5 apresenta a resposta do controlador PI no conversor Forward com isolamento para os parâmetros $K_p = 6.56 \times 10^{-3}$ e $T_i = 8.2 \times 10^{-6}$ e a evolução do sinal de controle.

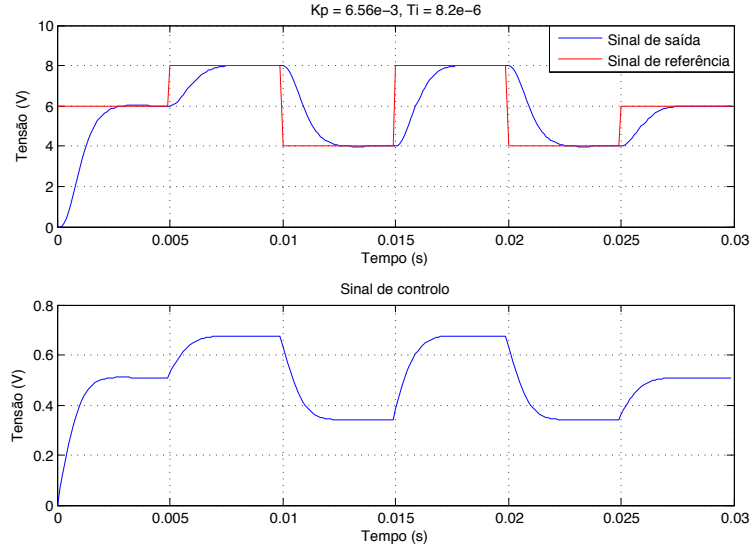


Figura 6.5: Sinal de saída e de controle do conversor Forward com isolamento com PI

Conversor Forward com dois elementos de comutação

A figura 6.6 apresenta a resposta do controlador PI no conversor Forward com dois elementos de comutação para os parâmetros $K_p = 6.56 \times 10^{-3}$ e $T_i = 8.2 \times 10^{-6}$ e a evolução do sinal de controle.

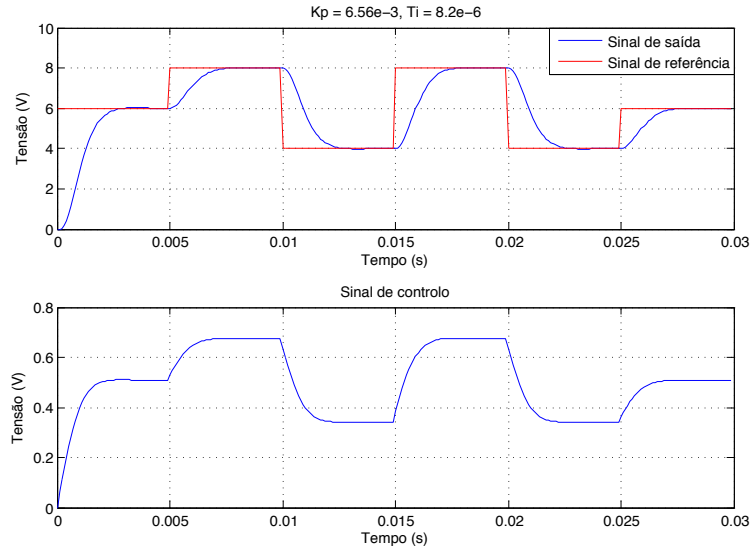


Figura 6.6: Sinal de saída e de controle do conversor Forward com dois elementos de comutação com PI

6.3 Controlador Proporcional Integral Diferencial

Para se ter um controlador proporcional integral diferencial na prática foi necessário adicionar um zero juntamente com um controlador proporcional integral para se acelerar a resposta transitória e diminuir a sobre-elevação. Os parâmetros do controlador K_p , T_i e T_d foram escolhidos de modo a garantir que o sinal de saída apresentasse menor tempo de estabelecimento possível e, se possível, um sistema criticamente amortecido (sem sobre-elevação).

De seguida apresentam-se os resultados obtidos em cada conversor.

Conversor Buck

A figura 6.7 apresenta a resposta do controlador PID no conversor Buck para os parâmetros $K_p = 0.28$, $T_i = 3.5 \times 10^{-4}$ e $T_d = 8.75 \times 10^{-5}$ e a evolução do sinal de controlo.

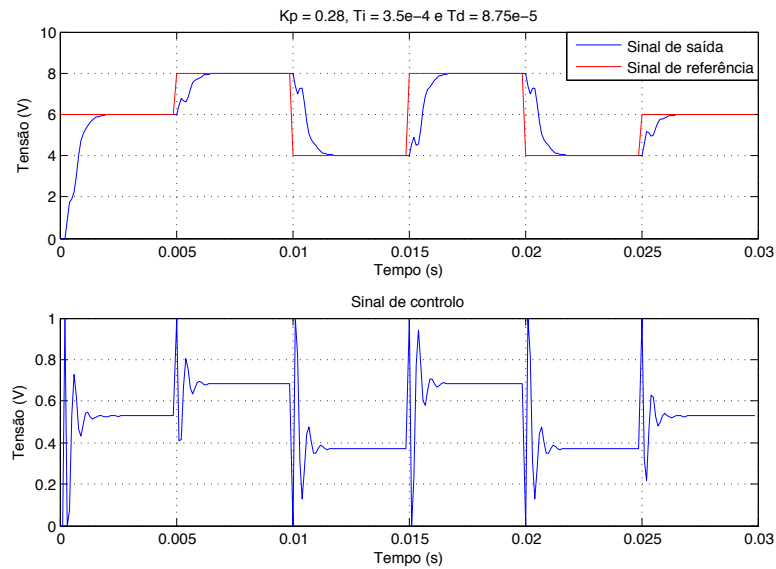


Figura 6.7: Sinal de saída e de controlo do conversor Buck com PID

Conversor Boost

A figura 6.8 apresenta a resposta do controlador PID no conversor Boost para os parâmetros $K_p = 4.3 \times 10^{-3}$, $T_i = 4.06 \times 10^{-4}$ e $T_d = 8.71 \times 10^{-4}$ e a evolução do sinal de controle.

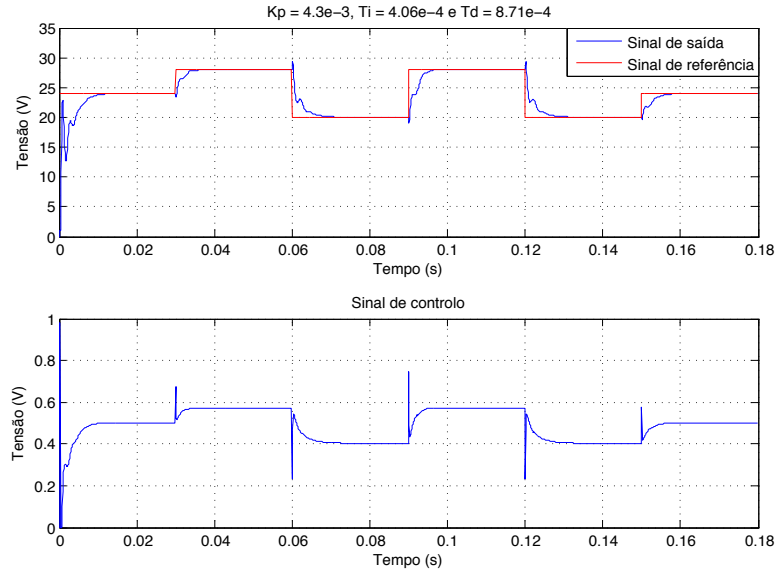


Figura 6.8: Sinal de saída e de controle do conversor Boost com PID

Conversor Flyback

A figura 6.9 apresenta a resposta do controlador PID no conversor Flyback para os parâmetros $K_p = 0.28$, $T_i = 3.5 \times 10^{-4}$ e $T_d = 8.75 \times 10^{-5}$ e a evolução do sinal de controle.

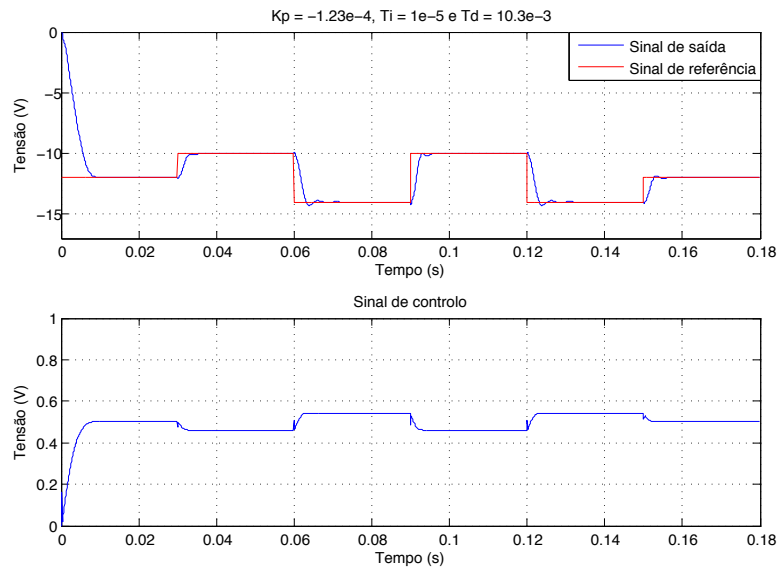


Figura 6.9: Sinal de saída e de controle do conversor Flyback com PID

Conversor Flyback com isolamento

A figura 6.10 apresenta a resposta do controlador PID no conversor Flyback com isolamento para os parâmetros $K_p = 5.4 \times 10^{-5}$, $T_i = 5.12 \times 10^{-6}$ e $T_d = 10.16$ e a evolução do sinal de controle.

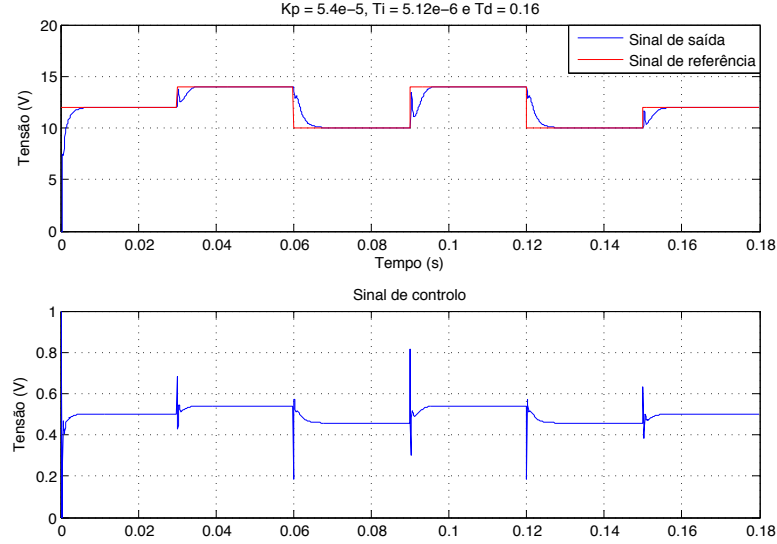


Figura 6.10: Sinal de saída e de controle do conversor Flyback com isolamento com PID

Conversor Forward com isolamento

A figura 6.11 apresenta a resposta do controlador PID no conversor Forward com isolamento para os parâmetros $K_p = 0.28$, $T_i = 3.5 \times 10^{-4}$ e $T_d = 8.75 \times 10^{-5}$ e a evolução do sinal de controle.

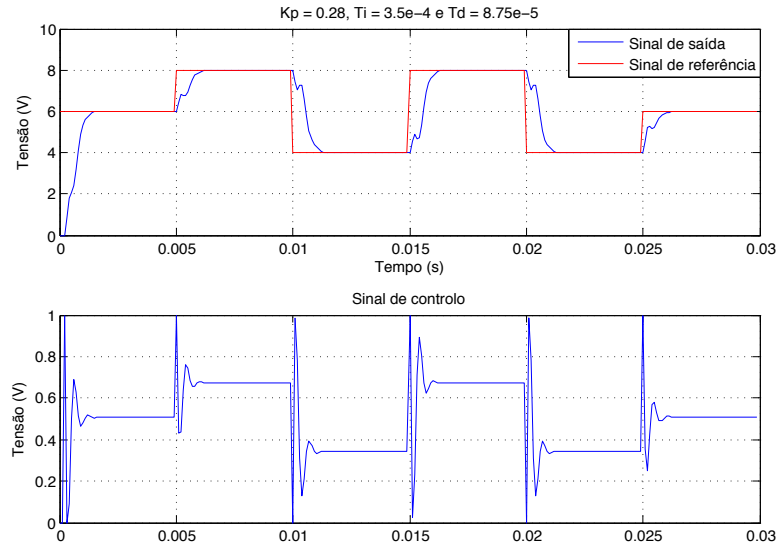


Figura 6.11: Sinal de saída e de controle do conversor Forward com isolamento com PID

Conversor Forward com dois elementos de comutação

A figura 6.2 apresenta a resposta do controlador PID no conversor Forward com dois elementos de comutação para os parâmetros $K_p = 0.28$, $T_i = 3.5 \times 10^{-4}$ e $T_d = 8.75 \times 10^{-5}$ e a evolução do sinal de controlo.

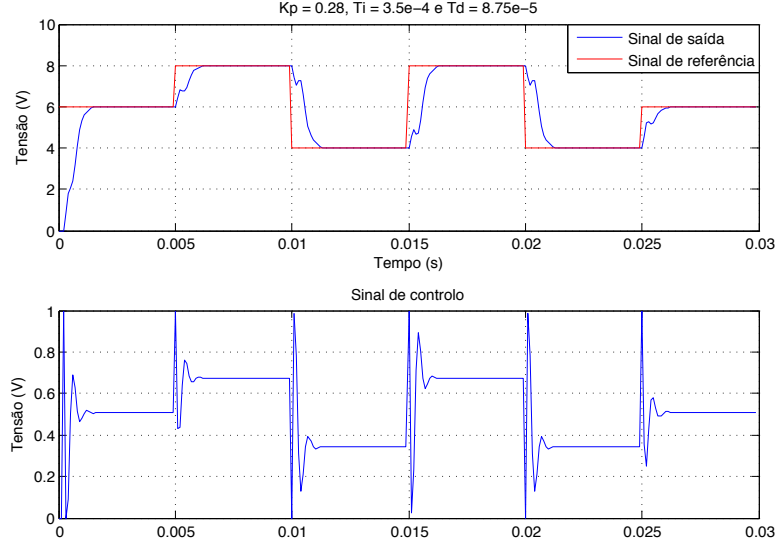


Figura 6.12: Sinal de saída e de controlo do conversor Forward com dois elementos de comutação com PID

6.4 Controlador RST

A aplicação do controlador RST nos conversores, foi realizada inicialmente pela determinação do modelo dinâmico do conversor. A implementação deste controlador serve apenas para os conversores em que foi possível identificar um modelo linear. Os modelos foram obtidos na secção 4.1.4 onde os conversores Buck, Forward com isolamento e Forward com dois elementos de comutação que tiveram modelos identificados e representados numa função de transferência discreta. Para os conversores Boost, Flyback e Flyback com isolamento não foi possível ter os seus modelos identificados.

Em seguida apresentam-se os resultados obtidos dos conversores Buck, Forward com isolamento e Forward com dois elementos de comutação.

Conversor Buck

O modelo discreto do conversor Buck é dado pela função de transferência seguinte em malha aberta:

$$G(q^{-1}) = \frac{0.8477q^{-1} + 0.645q^{-2}}{1 - 1.351q^{-1} + 0.4761q^{-2}} \quad (6.1)$$

Onde os polos no domínio discreto residem em $0.6757 \pm j0.1398$ e o zero em -0.7609 . Este modelo discreto foi transformado para domínio laplace pela função MATLAB $G(s)=d2c(G(q), 'zoh')$ com o dispositivo 'zoh' incluindo.

$$G(s) = \frac{136s + 2.146e8}{s^2 + 7421s + 1.793e7} \quad (6.2)$$

Os polos são complexos conjugados e residem em $3710.7 \pm j2040.7$ e o zero real em -1578.6×10^6 .

De seguida define-se a função de transferência desejada com ganho unitário em malha fechada para o valor da frequência natural não amortecida desejada igual a $\omega_m = 6280$, este valor de ω_m tem de ser maior ou igual ao da frequência natural não amortecida ω_n do sistema a controlar. O coeficiente de amortecimento é igual a $\xi = 1$ para ter uma resposta em malha fechada criticamente amortecida, sem sobre-elevação. Logo:

$$G_m(s) = \frac{3.944e7}{s^2 + 12560s + 3.944e7} \quad (6.3)$$

Os polos são reais duplos em -6280 . A função de transferência desejada é transformada novamente para domínio discreto pela função de MATLAB $G(s)=c2d(G(q), 'zoh')$. O seu modelo discreto é:

$$G_m(q^{-1}) = \frac{0.1312q^{-1} + 0.0863q^{-2}}{1 - 1.067q^{-1} + 0.2848q^{-2}} \quad (6.4)$$

Depois de se ter definido a função de transferência desejada, o passo seguinte é determinar os polinómios observadores.

$$A_{obs}(q) = q^2 + A_{obs1}q + A_{obs2}$$

Onde a frequência natural não amortecida do observador é igual a $\omega_{obs} = 4 \cdot \omega_m$ e coeficiente de amortecimento do observador é igual a $\xi_{obs} = \xi_m$. De acordo com a resolução apresentada na secção 4.2.4, obtêm-se os valores do polinómio observador:

$$A_{obs}(q) = q^2 - 0.1622q + 0.0066$$

e os resultados da aplicação do controlador RST para conversor Buck. A figura 6.13 mostra o resultado obtido.

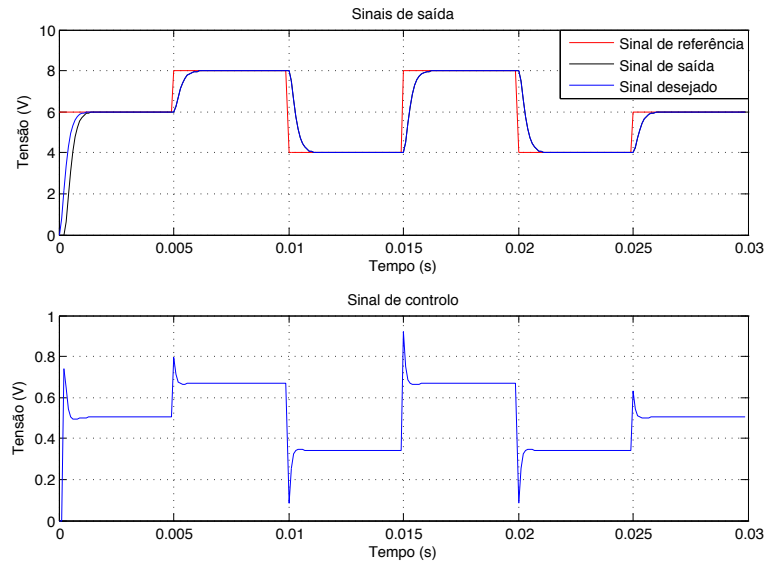


Figura 6.13: Sinal de saída e de controlo do conversor Buck com RST

O resultado mostra claramente que o sinal de saída está a seguir o sinal desejado.

Conversor Forward com isolamento e conversor Forward com dois elementos de comutação

O conversor Forward com isolamento e conversor Forward com dois elementos de comutação, pelo modelo dinâmico identificado, é fácil concluir que a sua resposta ao aplicar o controlador RST com o mesmo procedimento do conversor Buck, com a mesma função de transferência desejada e polinómio observador, apresentam resultados iguais. As figuras 6.14 e 6.15 mostram os resultados obtidos.

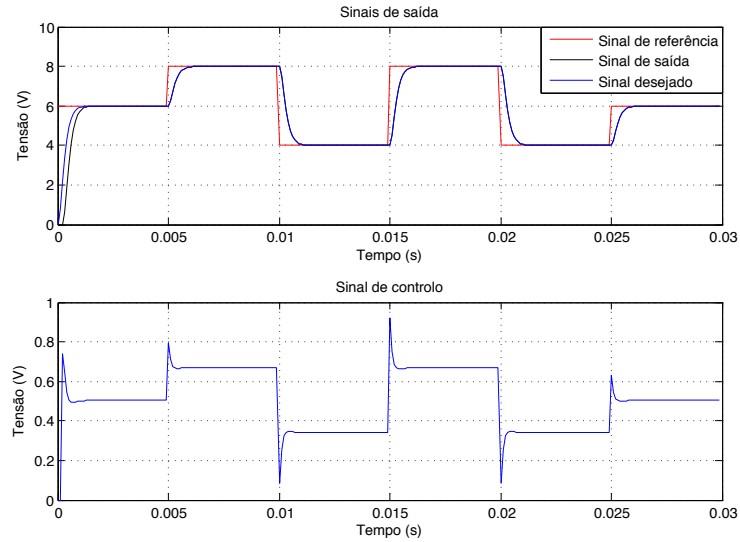


Figura 6.14: Sinal de saída e de controlo do conversor Forward com isolamento com RST

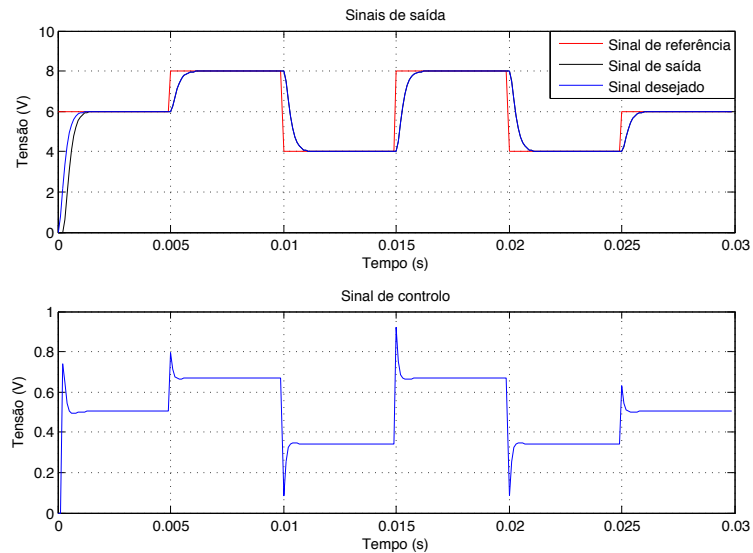


Figura 6.15: Sinal de saída e de controlo do conversor Forward com dois elementos de comutação com RST

6.5 Análise do desempenho dos controladores (sem perturbações)

Um dos métodos utilizados para avaliar o desempenho dos controladores é o Erro Médio Quadrático representado pela expressão (6.5).

$$EMQ = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \varepsilon^2(i) \quad (6.5)$$

Em que o sinal de erro ε é a diferença entre sinal de referência r e o sinal de saída y . A tabela 6.1 apresenta os valores obtidos em todos os controladores PI, PID e RST.

Conversor	Controlador		
	PI	PID	RST
Buck	2.3928	1.4265	1.0315
Boost	5.7728	3.8252	-
Flyback	2.5137	2.3844	-
Flyback com isolamento	3.2720	0.7759	-
Forward com isolamento	2.4006	1.4265	1.0315
Forward com dois elementos de comutação	2.4006	1.4265	1.0315

Tabela 6.1: Valores EMQ obtidos para controladores sem perturbação

Pelos valores do erro médio quadrático da tabela, conclui-se que os controlador RST apresentam melhor desempenho, com menor erro em comparação com PI e PID. O PI apresenta mais erro, o que de facto comprova que no PI o sinal de saída demora muito mais tempo a chegar o sinal de referência. No PID o sinal de saída sofre variação quando há transições no sinal de referência fazendo com que o seu sinal de controlo apresente oscilações. Por outro lado, o RST não apresenta este comportamento, verificando-se que o sinal de controlo é mais suave na presença de transições no sinal de referência. Isto acontece porque a dinâmica do sistema é definida a priori com colocação dos seus polos conforme desejado. Para os conversores sem RST o caso de Boost, Flyback e Flyback com isolamento, o controlador PID apresenta melhor desempenho com menor erro comparação ao PI.

Capítulo 7

Resultados dos Ensaios com Perturbações

Depois do dimensionamento dos controladores a aplicar nas fontes de comutação e de se terem obtido os resultados como se mostrou no capítulo 6, o passo seguinte consistiu em testar o desempenho destes controladores quando sujeitos a algumas perturbações.

Neste capítulo apresentam-se dois ensaios aplicados às fontes de comutação. No primeiro teste foi efectuada uma variação na tensão da fonte de entrada V_{in} com uma inclinação de tempos de subida e descida por volta de 10 ms, o valor máximo da tensão de entrada é 14 V e o valor mínimo é 10 V com o *ripple* de entrada cerca de 4 V. No segundo teste foi introduzida uma variação na corrente na saída ou uma variação na carga. Os ensaios foram realizados nas fontes de comutação com implementação dos controladores PID e RST, porque estes apresentam melhor desempenho na resposta transitória em comparação com os outros como se mostrou na secção 6.5.

Os resultados do conversor Forward com dois elementos de comutação são iguais aos do Forward com isolamento como mostrado na identificação do modelo dinâmico da secção 4.1.4 e os resultados obtidos do capítulo 6. Logo, não serão apresentados.

7.1 Variação de tensão de entrada

O primeiro teste a realizar consistiu na variação da tensão de entrada.

7.1.1 Controlador PID

Conversor Buck

Na figura 7.1 apresenta-se o resultado quando a tensão de entrada está sujeita a uma variação, verificando-se que apesar de sofrer esta variação, a tensão de saída continua estável em torno valor do sinal de referência 6 V.

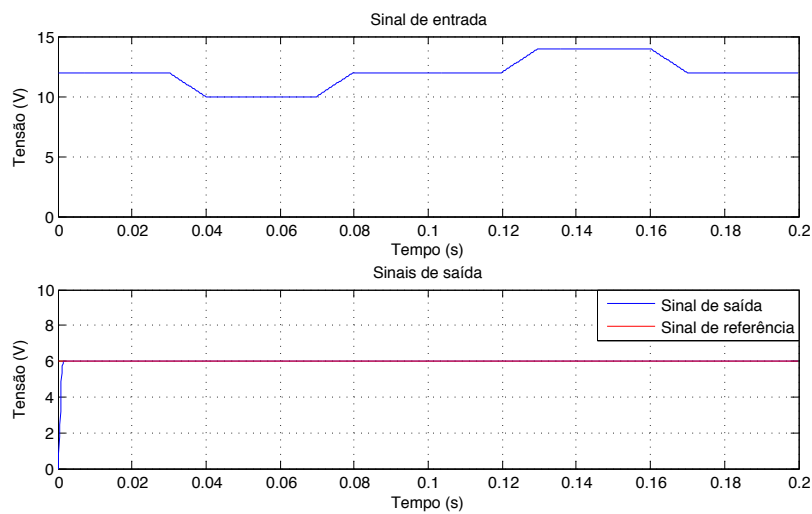


Figura 7.1: Tensão de entrada variável e tensão de saída do conversor Buck

A figura 7.2 mostra o sinal de saída ampliado. É visível o aparecimento de um *ripple* inferior a 30 mV nos instantes em que ocorrem as variações da tensão de entrada. Este valor corresponde a um factor de regulação com um *ripple* na entrada de 4 V.

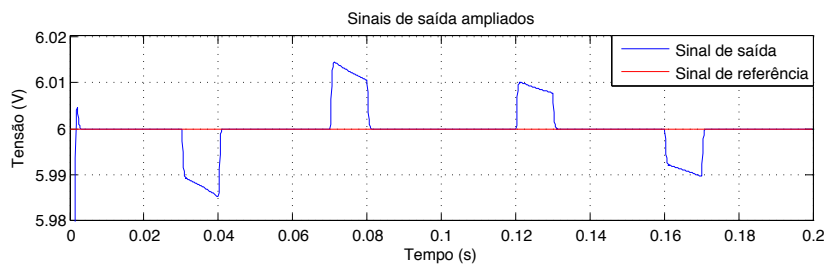


Figura 7.2: Tensão de saída ampliada

Conversor Boost

Na figura 7.3 apresenta-se o resultado quando a tensão de entrada está sujeita a uma variação. Verifica-se que apesar de sofrer variação na entrada, a tensão de saída continua estável em torno valor do sinal de referência 24 V.

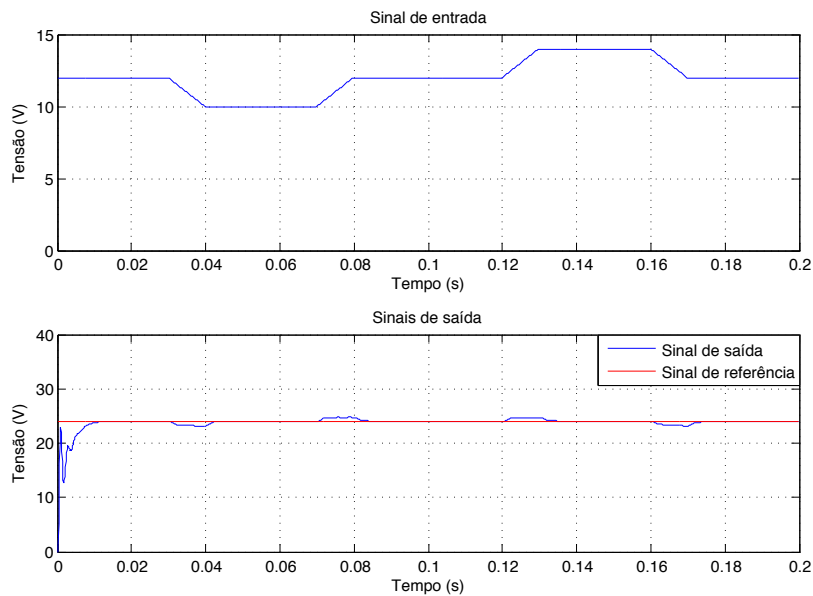


Figura 7.3: Tensão de entrada variável e tensão de saída do conversor Boost

Na figura 7.4 mostra o sinal de saída ampliado com um *ripple* na saída consideravelmente maior do que conversor Buck.

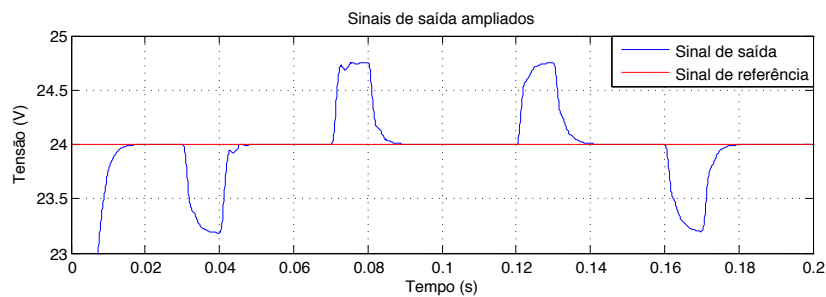


Figura 7.4: Tensão de saída ampliada

Conversor Flyback

Na figura 7.5 apresenta-se o resultado quando a tensão de entrada está sujeita a uma variação. Verifica-se que apesar de sofrer variação na entrada, a tensão de saída estável em torno valor de referência -12 V.

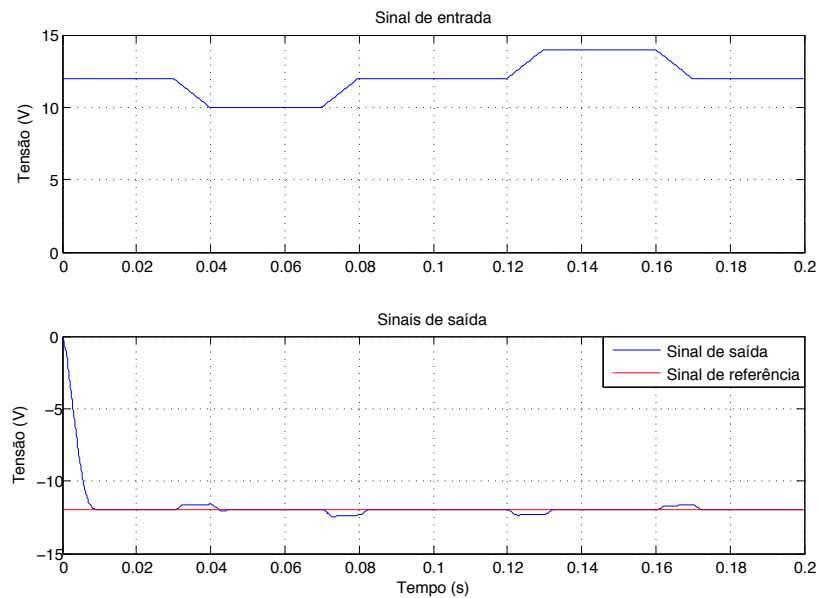


Figura 7.5: Tensão de entrada variável e tensão de saída do conversor Flyback

A figura 7.6 mostra o sinal de saída ampliado com *ripple* consideravelmente maior do que no conversor Buck.

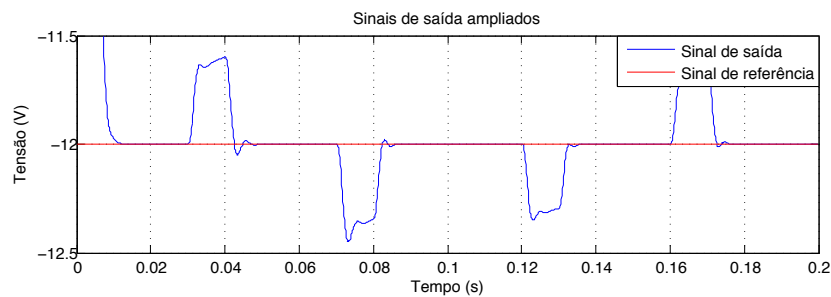


Figura 7.6: Tensão de saída ampliada

Conversor Flyback com isolamento

Na figura 7.7 apresenta-se o resultado quando a tensão de entrada está sujeita a uma variação, verificando-se que apesar de sofrer variação na entrada, a tensão de saída continua estável em torno valor de referência 12 V.

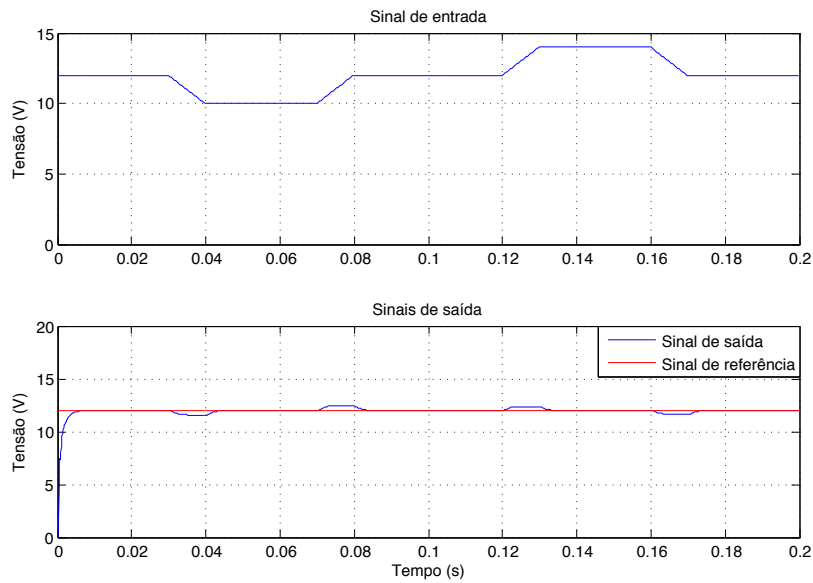


Figura 7.7: Tensão de entrada variável e tensão de saída do conversor Flyback com isolamento

A figura 7.8 mostra o sinal de saída ampliado com ripple na saída consideravelmente maior do que conversor Buck, isto devido ao facto de que o *ripple* depende da escolha do valor de condensador de saída e do *ripple* na entrada.

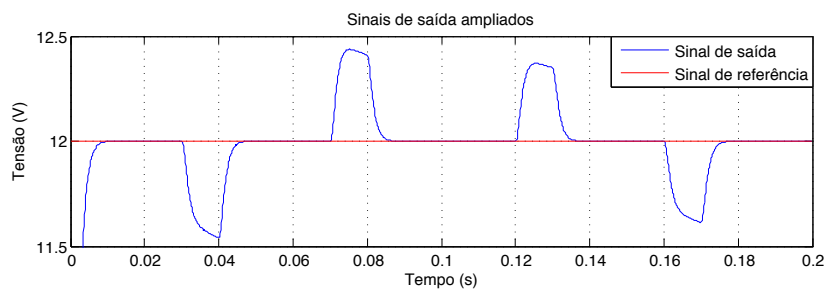


Figura 7.8: Tensão de saída ampliada

Conversor Forward com isolamento

Na figura 7.9 apresenta-se o resultado quando a tensão de entrada está sujeita a uma variação, verificando-se que apesar de sofrer variação na entrada, a tensão de saída continua permanecer estável em torno valor de referência 6 V.

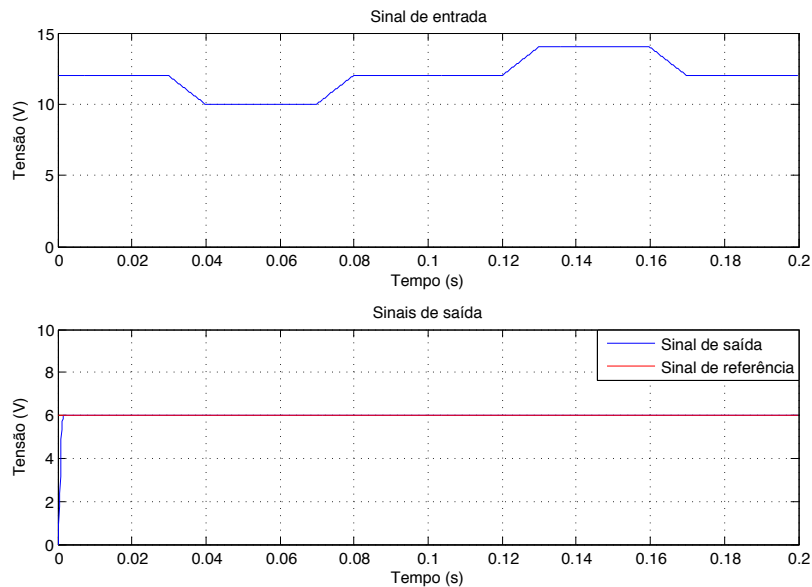


Figura 7.9: Tensão de entrada variável e tensão de saída do conversor Forward com isolamento

A figura 7.10 mostra o sinal de saída ampliado com *ripple* na saída igual ao conversor Buck.

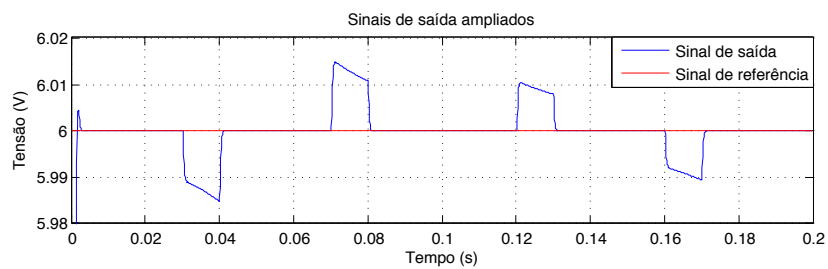


Figura 7.10: Tensão de saída ampliada

7.1.2 Controlador RST

Os mesmos ensaios que foram feitos para controlador PID, também foram realizados para o controlador RST. As figuras seguintes 7.11, 7.12, 7.13 e 7.14 apresentam-se os resultados obtidos para os conversores Buck e Forward com isolamento.

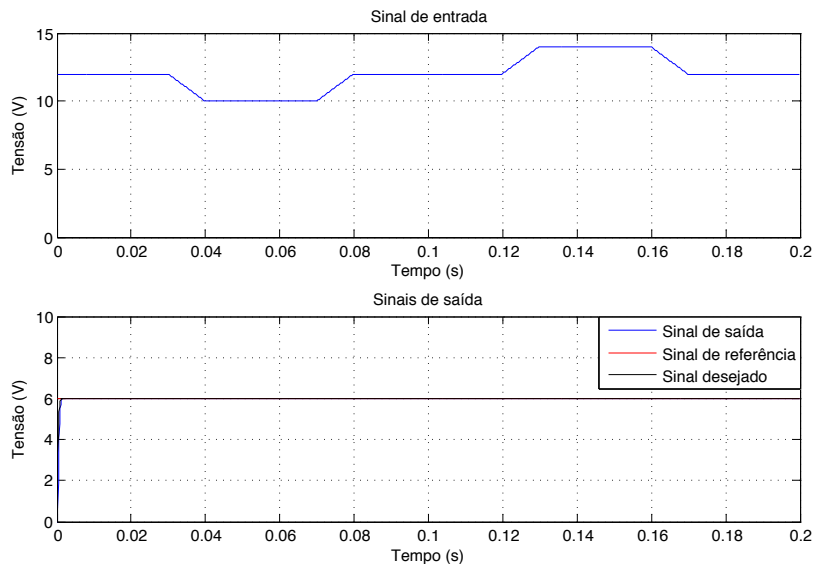


Figura 7.11: RST com variação da tensão de entrada no conversor Buck

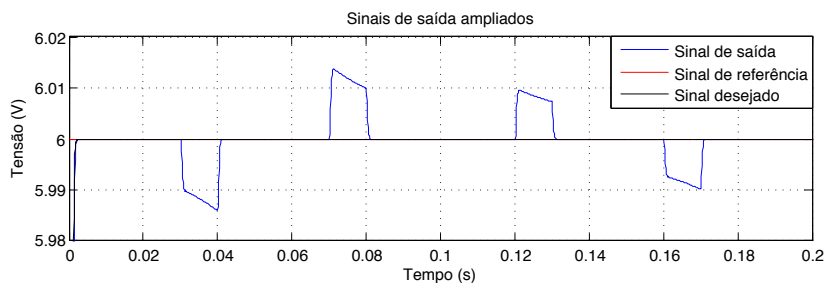


Figura 7.12: Tensão de saída ampliada no conversor Buck

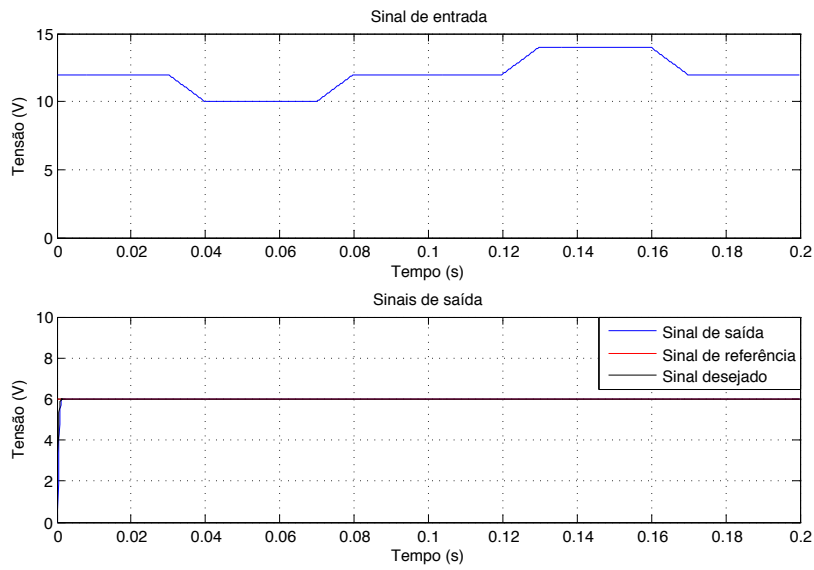


Figura 7.13: RST com variação da tensão de entrada no conversor Forward com isolamento

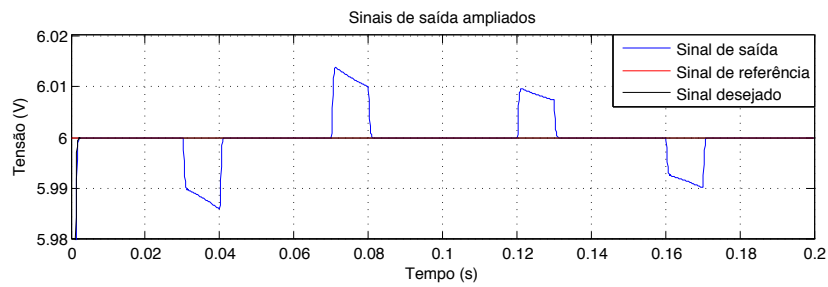


Figura 7.14: Tensão de saída ampliada no conversor Forward com isolamento

7.2 Variação de corrente de saída

O segundo teste consistiu na variação de corrente de saída ou por variação da carga. A seguir apresentam-se os resultados obtidos.

7.2.1 Controlador PID

Conversor Buck

No conversor Buck ao sofrer uma variação abrupta na carga, a tensão de saída mantém-se estável em torno do seu valor de referência 6 V. Verifica-se que na fase de transição a sua resposta transitória é mais rápida a estabilizar a tensão de saída. A figura 6.15 apresenta os resultados obtidos.

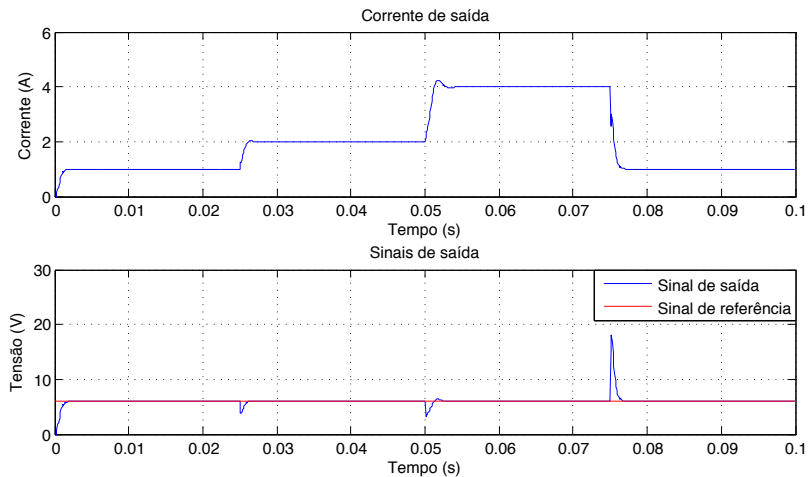


Figura 7.15: Corrente de saída variável e tensão de saída do conversor Buck

Conversor Boost

No conversor Boost ao sofrer a mesma variação na carga, a tensão de saída continua estável em torno do seu valor de referência 24 V. A figura 7.16 apresenta os resultados obtidos.

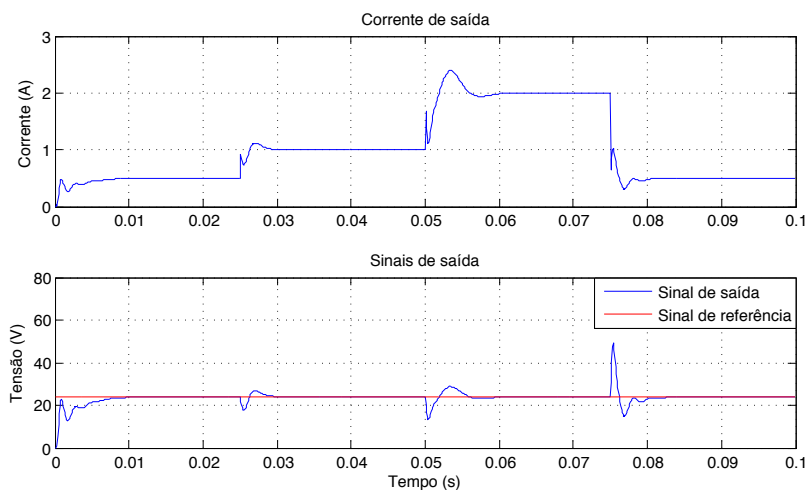


Figura 7.16: Corrente de saída variável e tensão de saída do conversor Boost

Conversor Flyback

No conversor Flyback ao sofrer a variação na carga abruptamente, a tensão de saída continua mantenha em nível de estabilidade em torno do seu valor de referência -12 V. A figura 7.17 apresenta os resultados obtidos.

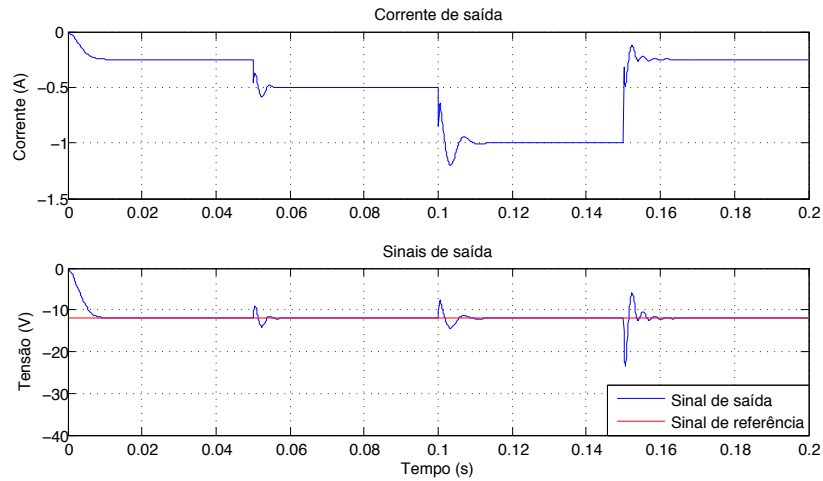


Figura 7.17: Corrente de saída variável e tensão de saída do conversor Flyback

Conversor Flyback com isolamento

No conversor Flyback com isolamento ao sofrer a variação na carga abruptamente, a tensão de saída continua estável em torno do seu valor de referência 12 V. A figura 7.18 apresenta os resultados obtidos.

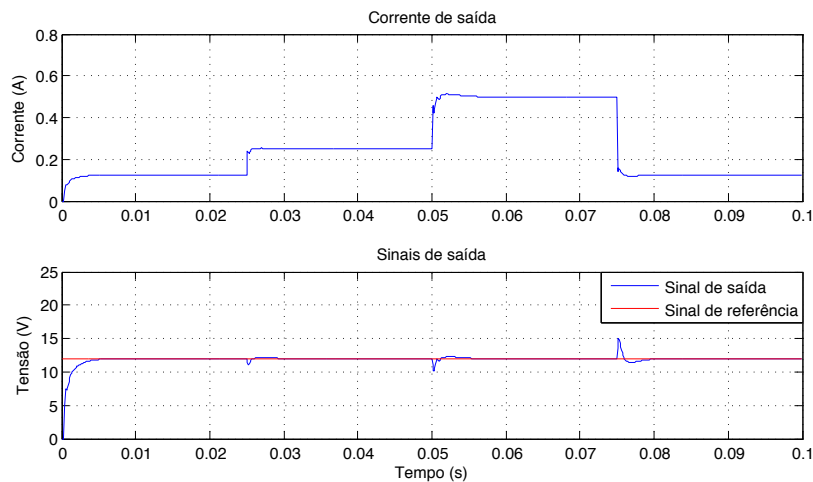


Figura 7.18: Corrente de saída variável e tensão de saída do conversor Flyback com isolamento

Conversor Forward com isolamento

No conversor Forward com isolamento, da mesma forma que o conversor Buck, quando este sofrer a variação de carga abrupta, a tensão de saída continua estável em torno do seu valor de referência 6 V. Verifica-se que na fase de transição a resposta transitória é mais rápido ao verificar-se uma estabilização na tensão de saída. A figura 7.19 apresenta os resultados obtidos.

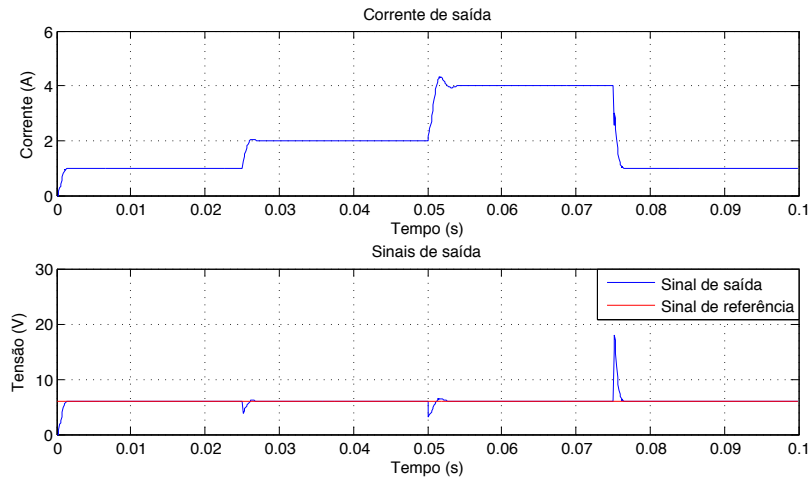


Figura 7.19: Corrente de saída variável e tensão de saída do conversor Forward com isolamento

7.2.2 Controlador RST

São, de seguida, apresentados os resultados de variação de carga dos conversores Buck e Forward com isolamento quando controlados com um controlador do tipo RST.

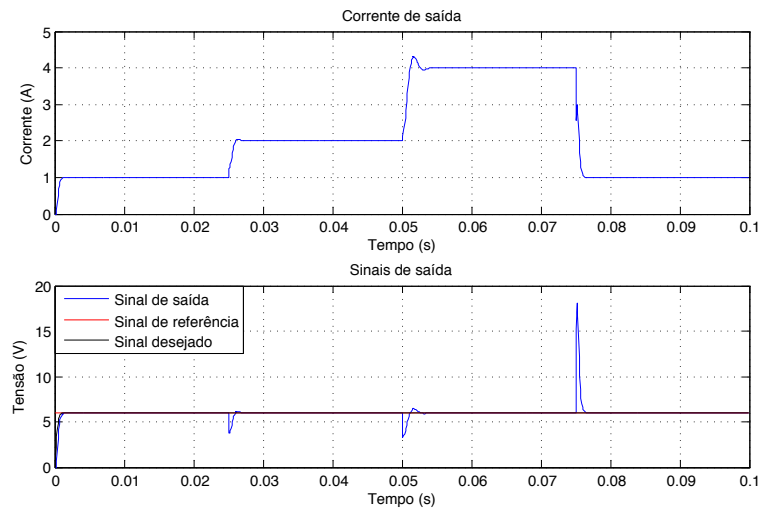


Figura 7.20: RST com variação da corrente de saída no conversor Buck

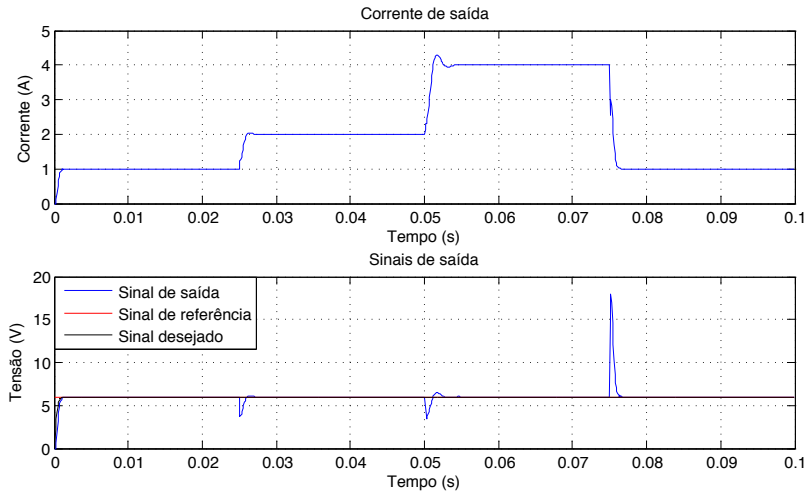


Figura 7.21: RST com variação da corrente de saída no conversor Forward com isolamento

7.3 Análise do desempenho dos controladores (com perturbações)

De seguida apresenta-se a análise do desempenho dos controladores quando sujeitos as perturbações na tensão de entrada V_{in} e na carga R_L nos conversores. Pelo método do erro médio quadrático da expressão 6.5 obtiveram-se os resultados apresentados nas tabelas 7.1 e 7.2.

Conversor	Variação de tensão de entrada	
	PID	RST
Buck	0.0970	0.0842
Forward com isolamento	0.0973	0.0842

Tabela 7.1: Valores EMQ obtidos para controladores PID e RST no ensaio com perturbação na entrada

Conversor	Variação de corrente de saída	
	PID	RST
Buck	0.7501	0.7186
Forward com isolamento	0.7505	0.7190

Tabela 7.2: Valores EMQ obtidos para controladores PID e RST no ensaio com perturbação na corrente de saída

Estes resultados comprovam, mais uma vez, que o controlador RST apresenta melhor desempenho em comparação com o PID.

Capítulo 8

Conclusões e Trabalho Futuro

8.1 Conclusões

Terminado este trabalho de dissertação pode-se concluir que os objetivos principais foram atingidos, verificando-se que é possível obter controladores capazes de produzir uma tensão de saída estável e bastante tolerante às variações da fonte de tensão de entrada e de carga.

Na representação do modelo dinâmico dos conversores, verificou-se que os conversores que apresentam ganho em função do *duty cycle* constante têm o seu modelo identificado. Caso contrário, não se conseguiu identificar o modelo.

Na implementação com os controladores, verificou-se que os conversores Buck, Forward com isolamento e Forward com dois elementos de comutação têm melhor comportamento com aplicação do controlador RST. Por outro lado, os conversores Boost, Flyback e Flyback com isolamento têm melhor comportamento com aplicação do controlador PID.

8.2 Trabalho Futuro

Todos os resultados desta dissertação foram obtidos através da simulação onde se previu o desempenho dos controladores e o funcionamento dos conversores. Um possível trabalho futuro passa pela implementação prática destes sistemas utilizando um microcontrolador no sentido de comparar os resultados simulados com os resultados reais práticos de forma a avaliar se os modelos desenvolvidos se aproximam da realidade.

Apêndice

A. Código MATLAB

Apresenta-se neste anexo os códigos MATLAB usados para simulação deste trabalho de dissertação. O modelo Simulink foi guardado com o nome: 'ConvBuck.slx' para conversor Buck, 'ConvBoost.slx' para conversor Boost, 'ConvFlyback.slx' para conversor Flyback, 'ConvFlybackIsolated.slx' para conversor Flyback com isolamento, 'Conv_Sw_Forward.slx' para conversor Forward com isolamento e 'Conv_Tw_Forward.slx' para conversor Forward com dois elementos de comutação. Este modelo Simulink contém o modelo PLECS com circuitos implementados na secção 3.2.2.

A.1. Identificação dos modelos dinâmicos dos conversores

Valores dos componentes

```
clc; clear all; close all;
% Sinal de entrada quadrado
fim = 1240; % números de amostras
u = [0*ones(62,1);0.5*ones(62,1);0.95*ones(62,1);0.5*ones(62,1);0.95*ones(62,1);0.5*ones(62,1);
0.95*ones(62,1);0.5*ones(62,1);0.95*ones(62,1);0.5*ones(62,1);0.95*ones(62,1);0.5*ones(62,1);
0.95*ones(62,1);0.5*ones(62,1);0.95*ones(62,1);0.5*ones(62,1);0.95*ones(62,1);0.5*ones(62,1);
0.95*ones(62,1);0.5*ones(62,1)];

% Valores dos componentes
Vin = 24*ones(fim,1); % tensão da entrada fixa
Vf = 0.1; % tensão do diodo
L = 2.5e-3; % valor da bobina
DCR_L = 0.001; % valor da resistência equivalente em série com bobina
C = 22e-6; % valor do condensador
ESR_C = 0.005; % valor da resistência equivalente em série com condensador
RL = 6; % valor da resistência da carga
R1 = 0; % valor da resistência
R2 = 0; % valor da resistência

% Gerador dente de serra
fpwm = 100e3; % frequência do PWM
fs = 10e3; % frequência de amostragem
h = 1/fs; % intervalo de amostragem
duty_cycle_pwm = 0.5; % duty cycle do gerador dente de serra
min_signal = 0; % sinal máximo do gerador dente de serra
max_signal = 1; % sinal mínimo do gerador dente de serra
phase_delay = 0; % fase do gerador dente de serra
% Interruptores
```

```
sw1 = 0*ones(fim,1);
sw2 = 0*ones(fim,1);
y = zeros(fim,1);           % valor da tensão saída
Il = zeros(fim,1);          % valor da corrente na bobina
Io = zeros(fim,1);          % valor da corrente na saída
```

Conversor Buck

```
% Simulink combinada com Simulink
sim_model = 'ConvBuck';
simoptions = simset('Solver','ode45','MinStep',h/1000,'Maxstep',h/100);
eval(['[sizes,x0] = ' sim_model '([],[],[],0);']);
set_param(sim_model, 'InitInArrayFormatMsg','None')
tic
fprintf(1,'Identificação do modelo:      ');

t = -h;
for k = 2:fim
    fprintf(1,'\b\b\b\b\b\b\b\b   %.2d %%',floor(k/fim*100));
    t = t + h;
    ut = [t-h,u(k-1),Vin(k-1),sw1(k-1),sw2(k-1);t,u(k-1),Vin(k-1),sw1(k-1),sw2(k-1)];
    simoptions.InitialState = x0;
    [time,x0,output] = sim(sim_model,[t-h t],simoptions,ut);
    x0 = x0(length(x0),:);

    IL(k) = output(length(output),1)';
    Io(k) = output(length(output),2)';
    y(k) = output(length(output),3)';
end
fprintf(1,'\b\b\b\b\b\b\b\b 100 %% \r');
toc
```

Conversor Boost

```
% Simulação combinada com Simulink
sim_model = 'ConvBoost';
simoptions = simset('Solver','ode45','MinStep',h/1000,'Maxstep',h/100);
eval(['[sizes,x0] = ' sim_model '([[],[],[],0]);']);
set_param(sim_model, 'InitInArrayFormatMsg','None')

tic
fprintf(1,'Identificação do modelo:      ');
t = -h;

for k = 2:fim
    fprintf(1,'\b\b\b\b\b\b\b\b\b\b    %.2d %%',floor(k/fim*100));
    t = t + h;
    ut = [t-h,Vin(k-1),u(k-1),sw1(k-1),sw2(k-1);t,Vin(k-1),u(k-1),sw1(k-1),sw2(k-1)];
    simoptions.InitialState = x0;
    [time,x0,output] = sim(sim_model,[t-h t],simoptions,ut);
    x0 = x0(length(x0),:);

    IL(k) = output(length(output),1)';
    Io(k) = output(length(output),2)';
    y(k) = output(length(output),3)';
end
fprintf(1,'\b\b\b\b\b\b\b\b\b\b 100 %%\r');
toc
```


Conversor Flyback

```
% Simulação combinada com Simulink
sim_model = 'ConvFlyback';
simoptions = simset('Solver','ode45','MinStep',h/1000,'Maxstep',h/100);
eval(['[sizes,x0] = ' sim_model '([],[],[],0);']);
set_param(sim_model, 'InitInArrayFormatMsg','None')

tic

fprintf(1,'Identificação do modelo:      ');

t = -h;
for k = 2:fim
    fprintf(1,'\b\b\b\b\b\b\b\b   %.2d %%',floor(k/fim*100));
    t = t + h;
    ut = [t-h,u(k-1),Vin(k-1),sw1(k-1),sw2(k-1);t,u(k-1),Vin(k-1),sw1(k-1),sw2(k-1)];
    simoptions.InitialState = x0;
    [time,x0,output] = sim(sim_model,[t-h t],simoptions,ut);
    x0 = x0(length(x0),:);

    IL(k) = output(length(output),1);
    Io(k) = output(length(output),2);
    y(k) = output(length(output),3);
end
fprintf(1,'\b\b\b\b\b\b\b\b 100 %% \r');
toc
```

Conversor Flyback com isolamento

```
% Transformador
Np    = 1;           % primário
Ns    = 1;           % secundário
Lmag  = 1e-3;        % quantidade de fluxo magnético

% Simulação combinada com Simulink
sim_model = 'ConvFlybackIsolated';
simoptions = simset('Solver','ode45','MinStep',h/1000,'Maxstep',h/100);
eval(['[sizes,x0] = ' sim_model '([],[],[],0);']);
set_param(sim_model, 'InitInArrayFormatMsg','None')
tic
fprintf(1,'Identificação do modelo:      ');

t = -h;
for k = 2:fim
    fprintf(1,'\b\b\b\b\b\b\b\b   %.2d %%',floor(k/fim*100));
    t = t + h;
    ut = [t-h,Vin(k-1),u(k-1),sw1(k-1),sw2(k-1)];
    Vin(k-1),u(k-1),sw1(k-1),sw2(k-1)]];
    simoptions.InitialState = x0;
    [time,x0,output] = sim(sim_model,[t-h t],simoptions,ut);
    x0 = x0(length(x0),:);

    Io(k) = output(length(output),1)';
    y(k) = output(length(output),2)';
end
fprintf(1,'\b\b\b\b\b\b\b\b 100 %% \r');
toc
```

Conversor Forward com isolamento

```
% Transformador
Np    = 1;    % primário
Nm    = -1;   % médio
Ns    = 1;    % secundário
Lmag  = 1e-3; % quantidade de fluxo magnético

% Simulação combinada com Simulink
sim_model = 'Conv_Sw_Forward';
simoptions = simset('Solver','ode45','MinStep',h/1000,'Maxstep',h/100);
eval(['[sizes,x0] = ' sim_model '([],[],[],0);']);
set_param(sim_model, 'InitInArrayFormatMsg','None')

tic
fprintf(1,'Identificação do modelo:      ');

t = -h;
for k = 2:fim
    fprintf(1,'\b\b\b\b\b\b\b\b    %.2d %%',floor(k/fim*100));
    t = t + h;
    ut = [t-h,Vin(k-1),u(k-1),sw1(k-1),sw2(k-1);t,Vin(k-1),u(k-1),sw1(k-1),sw2(k-1)];
    simoptions.InitialState = x0;
    [time,x0,output] = sim(sim_model,[t-h t],simoptions,ut);
    x0 = x0(length(x0),:);

    IL(k) = output(length(output),1)';
    Io(k) = output(length(output),2)';
    y(k)  = output(length(output),3)';
end
fprintf(1,'\b\b\b\b\b\b\b\b 100 %% \r');
toc
```

Conversor Forward com dois elementos de comutação

```
% Transformador
Np    = 1;    % primário
Ns    = 1;    % secundário
Lmag  = 1e-3; % quantidade de fluxo magnético

% Simulação combinada com Simulink
sim_model = 'Conv_Tw_Forward';
simoptions = simset('Solver','ode45','MinStep',h/1000,'Maxstep',h/100);
eval(['[sizes,x0] = ' sim_model '([],[],[],0);']);
set_param(sim_model, 'InitInArrayFormatMsg','None')

tic
fprintf(1,'Identificação do modelo:      ');

t = -h;
for k = 2:fim
    fprintf(1,'\b\b\b\b\b\b\b\b    %.2d %%',floor(k/fim*100));
    t = t + h;
    ut = [t-h,Vin(k-1),u(k-1),sw1(k-1),sw2(k-1);t,Vin(k-1),u(k-1),sw1(k-1),sw2(k-1)];
    simoptions.InitialState = x0;
    [time,x0,output] = sim(sim_model,[t-h t],simoptions,ut);
    x0 = x0(length(x0),:);
```

```

        IL(k) = output(length(output),1)';
        Io(k) = output(length(output),2)';
        y(k) = output(length(output),3)';
    end
    fprintf(1,'\b\b\b\b\b\b 100 %% \r');
    toc

```

Least Square

```

% leastsquares3.m
% ARX model estimation based on input-output data

% Alexandre Manuel Mota - April 2014
% Last Revision - 28/04/2014

% theta = leastsquares3(y, u, npar)

% y - Vector of system output signal
% u - Vector of system input signal
% npar - Number of estimated parameters of the arx model
% theta - Vector of estimated parameters

% Matrix Inversion using backslash
% A better way, from both an execution time and numerical accuracy standpoint,
% is to use the matrix division operator x = A\b. This produces the solution
% using Gaussian elimination, without forming the inverse.
par = npar / 2;
N = min(length(y),length(u));
%% PHI matrix and Output Vector
for i = 1:N-par
    for j = 1:par
        PHI(i,j) = -y(i-j+par);
        PHI(i,j+par) = u(i-j+par);
    end
end
Y = y(par+1:N);
%% Estimated parameters
theta = PHI\Y;
% EOF : leastsquares3.m

```

Modelo discreto do conversor

```

% Estimação dos parâmetros pelo método dos mínimos quadrados
t = 0:h:(fim-1)*h; % vetor do tempo
npar = 4; % números de parâmetros
th = leastsquares3(y,u,npar); % função de Least Square
a1 = th(1);
a2 = th(2);
b1 = th(3);
b2 = th(4);

z = tf('z',h); % criação no domínio discreto com variavel z
gz = tf([b1 b2],[1 a1 a2],h); % função de transferência discreta
y_est = lsim(gz,u,t); % sinal estimado do modelo discreto

```

Sinais de saída

```
% Sinais de saídas
subplot(2,1,1)
plot(t,u);grid on;title('Sinal de entrada')
xlabel('Amostras');
ylabel('Duty cycle');
subplot(2,1,2)
plot(t,y,t,y_est);grid on;title('Sinais de saída')
xlabel('Tempo (s)');
ylabel('Tensão (V)');
legend('Sinal de saída','Sinal estimado');
```

A.2. Implementação com controladores P, PI, PID

Conversor Buck

```
% Valores dos componentes
fim = 1000; % números de amostras
Vin = 12*ones(fim,1); % tensão da entrada
Vf = 0.1; % tensão do diodo
L = 2.5e-3; % valor da bobina
DCR_L = 0.01; % valor da resistência equivalente em série com bobina
C = 22e-6; % valor do condensador
ESR_C = 0.005; % valor da resistência equivalente em série com condensador
RL = 6; % valor da resistência da carga
R1 = 6; % valor da resistência
R2 = 3; % valor da resistência

% Gerador dente de serra
fpwm = 100e3; % frequência do PWM
fs = 10e3; % frequência de amostragem
h = 1/fs; % intervalo de amostragem em segundos
duty_cycle_pwm = 0.5; % duty cycle do gerador dente de serra
min_signal = 0; % sinal máximo do gerador dente de serra
max_signal = 1; % sinal mínimo do gerador dente de serra
phase_delay = 0; % fase do gerador dente de serra

% Interruptores
n = 4;
sw1 = 0*[0*ones(fim/n,1);ones(fim/n,1);ones(fim/n,1);0*ones(fim/n,1)];
sw2 = 0*[0*ones(fim/n,1);0*ones(fim/n,1);ones(fim/n,1);0*ones(fim/n,1)];

% Saturador do sinal controle
Umin = 0; % valor sinal máximo pwm
Umax = 1; % valor sinal mínimo pwm

ref = 6*ones(fim,1); % valor do sinal referência
y = zeros(fim,1); % valor da tensão saída
u = zeros(fim,1); % valor do sinal controle
e = zeros(fim,1); % valor do sinal de erro
IL = zeros(fim,1); % valor da corrente na bobina
Io = zeros(fim,1); % valor da corrente na saída

% Controlador P
kp = 0.45;
```


Conversor Boost

```
% Valores dos componentes
fim = 1000; % números de amostras
Vin = 12*ones(fim,1); % tensão da entrada
Vf = 0.1; % tensão do diodo
L = 2.5e-3; % valor da bobina
DCR_L = 0.001; % valor da resistência equivalente em série com bobina
C = 22e-6; % valor do condensador
ESR_C = 0.005; % valor da resistência equivalente em série com condensador
RL = 48; % valor resistência da carga
R1 = 48; % valor da resistência
R2 = 24; % valor da resistência

% Gerador dente de serra
fpwm = 100e3; % frequência do PWM
fs = 10e3; % frequência de amostragem
h = 1/fs; % intervalo de amostragem
duty_cycle_pwm = 0.5; % duty cycle do gerador dente de serra
min_signal = 0; % sinal máximo do gerador dente de serra
max_signal = 1; % sinal mínimo do gerador dente de serra
phase_delay = 0; % fase do gerador dente de serra

% Interruptores
n = 4;
sw1 = 0*[0*ones(fim/n,1);ones(fim/n,1);ones(fim/n,1);0*ones(fim/n,1)];
sw2 = 0*[0*ones(fim/n,1);0*ones(fim/n,1);ones(fim/n,1);0*ones(fim/n,1)];

% Saturador do sinal controle
Umin = 0; % valor sinal máximo pwm
Umax = 1; % valor sinal mínimo pwm

ref = 24*ones(fim,1); % valor do sinal referência
y = zeros(fim,1); % valor da tensão saída
u = zeros(fim,1); % valor do sinal controle
e = zeros(fim,1); % valor do sinal de erro
IL = zeros(fim,1); % valor da corrente na bobina
Io = zeros(fim,1); % valor da corrente na saída

% Controlador P
kp = 0.016;

% Controlador PI
Kp = 4.21e-5;
Ki = 7.11;
Ti = Kp/Ki;

s0 = (h*Kp/(2*Ti)) + Kp;
s1 = (h*Kp/(2*Ti)) - Kp;

% Controlador PID
Kp = 0.0043;
Ti = 4.0578e-4;
Td = 8.7126e-4;

s0 = Kp*(1+(h/(2*Ti))+Td/h);
s1 = Kp*(-1+(h/(2*Ti))-2*Td/h);
s2 = Kp*Td/h;
```



```

IL(k) = output(length(output),1)';
Io(k) = output(length(output),2)';
y(k) = output(length(output),3)';

e(k) = ref(k) - y(k); % sinal de erro
u(k) = kp*e(k); % sinal de controlo P
u(k) = u(k-1) + s0*e(k) + s1*e(k-1); % sinal de controlo PI
u(k) = u(k-1) + s0*e(k) + s1*e(k-1) + s2*e(k-2); % sinal de controlo PID

if u(k) > Umax
    u(k) = Umax;
end
if u(k) < Umin
    u(k) = Umin;
end
end
fprintf(1,'\b\b\b\b\b\b 100 %% \r');
toc

```

Conversor Flyback com isolamento

```

% Valores dos componentes
fim = 1000; % números de amostras
Vin = 12*ones(fim,1); % tensão da entrada
Vf = 0.1; % tensão do diodo
C = 22e-6; % valor do condensador
ESR_C = 0.005; % valor da resistência equivalente em série com condensador
RL = 96; % valor resistência da carga
R1 = 96; % valor da resistência
R2 = 48; % valor da resistência

% Transformador
Np = 1;
Ns = 1;
Lmag = 1e-3;

% Gerador dente de serra
fpwm = 100e3; % frequência do PWM
fs = 10e3; % frequência de amostragem
h = 1/fs; % intervalo de amostragem
duty_cycle_pwm = 0.5; % duty cycle do gerador dente de serra
min_signal = 0; % sinal máximo do gerador dente de serra
max_signal = 1; % sinal mínimo do gerador dente de serra
phase_delay = 0; % fase do gerador dente de serra

% Interruptores
n = 4;
sw1 = 0*[0*ones(fim/n,1);ones(fim/n,1);ones(fim/n,1);0*ones(fim/n,1)];
sw2 = 0*[0*ones(fim/n,1);0*ones(fim/n,1);ones(fim/n,1);0*ones(fim/n,1)];

% Saturador do sinal controlo
Umin = 0; % valor sinal máximo pwm
Umax = 1; % valor sinal mínimo pwm

ref = 12*ones(fim,1);
y = zeros(fim,1); % valor da tensão saída
u = zeros(fim,1); % valor do sinal controlo

```


Conversor Forward com isolamento

```
% Valores dos componentes
fim = 1000; % números de amostras
Vin = 12*ones(fim,1); % tensão da entrada
Vf = 0.1; % tensão do diodo
L = 2.5e-3; % valor da bobina
DCR_L = 0.001; % valor da resistência equivalente em série com bobina
C = 22e-6; % valor do condensador
ESR_C = 0.005; % valor da resistência equivalente em série com condensador
RL = 6; % valor resistência da carga
R1 = 6; % valor da resistência
R2 = 3; % valor da resistência

% Transformador
Np = 1;
Nm = -1;
Ns = 1;
Lmag = 1e-3;

% Gerador dente de serra
fpwm = 100e3; % frequência do PWM
fs = 10e3; % frequência de amostragem
h = 1/fs; % intervalo de amostragem
duty_cycle_pwm = 0.5; % duty cycle do gerador dente de serra
min_signal = 0; % sinal máximo do gerador dente de serra
max_signal = 1; % sinal mínimo do gerador dente de serra
phase_delay = 0; % fase do gerador dente de serra

% Interruptores
n = 4;
sw1 = 0*[0*ones(fim/n,1);ones(fim/n,1);ones(fim/n,1);0*ones(fim/n,1)];
sw2 = 0*[0*ones(fim/n,1);0*ones(fim/n,1);ones(fim/n,1);0*ones(fim/n,1)];

% Saturador do sinal controle
Umin = 0; % valor sinal máximo pwm
Umax = 1; % valor sinal mínimo pwm

ref = 6*ones(fim,1);
y = zeros(fim,1); % valor da tensão saída
u = zeros(fim,1); % valor do sinal controle
e = zeros(fim,1); % valor do sinal de erro
IL = zeros(fim,1); % valor da corrente na bobina
Io = zeros(fim,1); % valor da corrente na saída

% Controlador P
kp = 0.45;

% Controlador PI
Kp = 6.56e-4;
Ki = 80;
Ti = Kp/Ki;

s0 = (h*Kp/(2*Ti)) + Kp;
s1 = (h*Kp/(2*Ti)) - Kp;

% Controlador PID
Kp = 0.282;
```



```

% Transformador
Np    = 1;
Ns    = 1;
Lmag  = 1e-3;

% Gerador dente de serra
fpwm  = 100e3; % frequência do PWM
fs    = 10e3;  % frequência de amostragem
h     = 1/fs;  % intervalo de amostragem
duty_cycle_pwm = 0.5; % duty cycle do gerador dente de serra
min_signal = 0;    % sinal máximo do gerador dente de serra
max_signal = 1;    % sinal mínimo do gerador dente de serra
phase_delay = 0;   % fase do gerador dente de serra

% Interruptores
n = 4;
sw1 = 0*[0*ones(fim/n,1);ones(fim/n,1);ones(fim/n,1);0*ones(fim/n,1)];
sw2 = 0*[0*ones(fim/n,1);0*ones(fim/n,1);ones(fim/n,1);0*ones(fim/n,1)];

% Saturador do sinal controle
Umin = 0; % valor sinal máximo pwm
Umax = 1; % valor sinal mínimo pwm

ref = 6*ones(fim,1);
y    = zeros(fim,1); % valor da tensão saída
u    = zeros(fim,1); % valor do sinal controle
e    = zeros(fim,1); % valor do sinal de erro
IL   = zeros(fim,1); % valor da corrente na bobina
Io   = zeros(fim,1); % valor da corrente na saída

% Controlador P
kp = 0.45;

% Controlador PI
Kp = 6.56e-4;
Ki = 80;
Ti = Kp/Ki;

s0 = (h*Kp/(2*Ti)) + Kp;
s1 = (h*Kp/(2*Ti)) - Kp;

% Controlador PID
Kp = 0.282;
Ti = 3.5e-4;
Td = 8.75e-5;

s0 = Kp*(1+(h/(2*Ti))+Td/h);
s1 = Kp*(-1+(h/(2*Ti))-2*Td/h);
s2 = Kp*Td/h;

% Simulação combinada com Simulink
sim_model = 'Conv_Tw_Forward';
simoptions = simset('Solver','ode45','MinStep',h/1000,'Maxstep',h/100);
eval(['[', sizes, x0] = ' sim_model '([[], [], [], 0]);']);
set_param(sim_model, 'InitInArrayFormatMsg','None')

```



```

a1 = th(1);
a2 = th(2);
b1 = th(3);
b2 = th(4);

z = tf('z',h); % criação no domínio discreto com variável z
Gz = tf([b1 b2],[1 a1 a2],h); % função de transferência discreta
y_est = lsim(Gz,ui,t); % Obtenção da resposta ao step do modelo discreto

% Sinal de referência
ref = [12*ones(200,1);16*ones(200,1);10*ones(200,1);16*ones(200,1);10*ones(200,1);12*ones(200,1)];

% Função de transferência desejado da segunda ordem
s = tf('s');
Wms = 6280; % 1 KHz
Zms = 1;
gms =tf([Wms^2],[1 2*Zms*Wms Wms^2]);
gmz = c2d(gms,h);
[numDm denDm] = tfdata(gmz,'v');
ysm = lsim(gmz,ref,t);

bm1 = numDm(2);
bm2 = numDm(3);
am1 = denDm(2);
am2 = denDm(3);

% Determinar o polinómio de observador de segunda ordem
Wobs = 4*Wms;
Zobs = 1;
Aobs1 = -(2*exp(-Zobs*Wobs*h))*cos((Wobs*sqrt(1-(Zobs^2)))*h);
Aobs2 = exp(-2*Zms*Wobs*h);

bmm = (1+am1+am2)/(b1+b2);
% Calcular o polinómio T(q)
t0 = bmm;
t1 = bmm*Aobs1;
t2 = bmm*Aobs2;

P0 = am1 + Aobs1 + 1 - a1;
P1 = a2 + (a1*P0) - am1 - am2 - Aobs2 - Aobs1 - (Aobs1*am1) - 1;
P2 = b1 - (b1*a1) + b2;
P3 =(a2*P0) - a2 - (a1*P0) - (am1*Aobs2) - (am2*Aobs1);
P4 =(b1*a1) - (b1*a2);
P5 =-(a2*P0) - (am2*Aobs2);
P6 =-(P3*P2) + (P4*P1);

% Calcular o polinómio S(q)
s1 = -(b1*P5*P2 - P1*a2*b1*b1 + b2*P6)/(b2*P4*b1 - b2*P2*b2 - a2*b1*b1*b1);
s0 = -(P1+(b1*s1))/P2;
s2 = (P6 + s1*P4*b1 - s1*P2*b2)/(P2*b1);

% Calcular o polinomio R(q)
r1 = P0 - (b1*s0);

y = zeros(fim,1); % valor da tensão saída
u = zeros(fim,1); % valor do sinal controlo
IL = zeros(fim,1); % valor da corrente na bobina

```



```

Io = zeros(fim,1); % valor da corrente na saída

% Interruptores
n = 4;
sw1 = 0*[0*ones(fim/n,1);ones(fim/n,1);ones(fim/n,1);0*ones(fim/n,1)];
sw2 = 0*[0*ones(fim/n,1);0*ones(fim/n,1);ones(fim/n,1);0*ones(fim/n,1)];

% Simulação combinada com Simulink
sim_model = 'ConvBuck';
simoptions = simset('Solver','ode45','MinStep',h/1000,'Maxstep',h/100);
eval(['[sizes,x0] = ' sim_model '([],[],[],0);']);
set_param(sim_model, 'InitInArrayFormatMsg','None')

tic
fprintf(1,'Simulação com controlador RST: ');

t = -h;
for k = 3:fim
    fprintf(1,'\b\b\b\b\b\b\b %.2d %%',floor(k/fim*100));
    t = t + h;

    ut = [t-h,u(k-1),Vin(k-1),swm1(k-1),swm2(k-1);t,u(k-1),Vin(k-1),swm1(k-1),swm2(k-1)];
    simoptions.InitialState = x0;
    [time,x0,output] = sim(sim_model,[t-h t],simoptions,ut);
    x0 = x0(length(x0),:);

    IL(k) = output(length(output),1)';
    Io(k) = output(length(output),2)';
    y(k) = output(length(output),3)';

    % Sinal de controlo
    u(k) = bmm*(ref(k) + Aobs1*ref(k-1) + Aobs2*ref(k-2)) - s0*y(k) -
    s1*y(k-1) - s2*y(k-2) - (r1-1)*u(k-1) + r1*u(k-2);

    if u(k) > Umax
        u(k) = Umax;
    end
    if u(k) < Umin
        u(k) = Umin;
    end
end
fprintf(1,'\b\b\b\b\b\b\b 100 %% \r');
toc

```

Sinais de saída

```

% Sinais de saídas
t = 0:h:(fm-1)*h;
subplot(2,1,1)
plot(t,ref,'r',t,y,'b',t,ysm,'k');grid on;
title('Sinais de saída');legend('Sinal de referência','Sinal de saída','Sinal desejado');
xlabel('Tempo (s)');
ylabel('Tensão (V)');
subplot(2,1,2)
plot(t,u);title('Sinal de controlo');grid on
xlabel('Tempo (s)');
ylabel('Tensão (V)');

```


Bibliografia

- [1] www.plexim.com
(Acedido a 11 de Maio de 2017).
- [2] Philippe Barrade. *Switched Mode Converters (1 Quadrant)*.
<http://cas.web.cern.ch/cas/warrington/pdf/Barrade.pdf> (Acedido a 9 de Junho de 2017).
- [3] Alexandre Manuel Mota. *Electrónica de Potência*. Texto de Apoio, 15 de Setembro de 2010.
- [4] M. Ciobotaru, T. Kerekes, R. Teodorescu, A. Bouscayrol. *PV inverter simulation using MATLAB/Simulink graphical environment and PLECS blockset*.
- [5] Robert Mammano. *Switching Power Supply Topology Voltage Mode vs. Current Mode*. Unitrode, DN-62, June 1994.
- [6] M. Sami Fadali and Antonio Visioli. *Digital Control Engenhering: Analysis and Design*. Second Edition, 2013.
- [7] K. J. Astrom and B. Wittenmark. *Computer Controlled Systems: Theory and Design*. Prentice Hall, 3rd edition, 1997.
- [8] Alexandre Manuel Mota. *Sistema de Controlo 2: Identificação de Modelos Discretos através do Método dos Mínimos Quadrados*. Texto de Apoio, 28 de Abril de 2014
- [9] Telmo Reis Cunha. *Control System II: Chapter 5: Design of Discrete-Time Controllers Through Emulation*. 2014/2015.
- [10] Alexandre Manuel Mota. *Sistema de Controlo 2: Simulação de Sistemas de Controlo com MATLAB e Simulink*. Texto de Apoio, 2 de Abril de 2013
- [11] Alexandre Manuel Mota. *Sistema de Controlo 2: Controladores PID*. Texto de Apoio, 8 de Fevereiro de 2014
- [12] António Perreira de Melo. *Teoria dos sistemas de controlo lineares*. 2010.
- [13] Alexandre Manuel Mota. *Sistema de Controlo 2: Controladores RST (Abordagem Polinomial)*. Texto de Apoio, 13 de Maio de 2013
- [14] Ana Luisa Lopes Antunes. *Algoritmos de Controlo Distribuído em Sistemas Baseados em Microprocessadores*. Universidade de Aveiro, 2008

- [15] José Luís Sá Nogueira. *Plataforma de Teste de Técnicas Avançadas de Controlo*. Universidade de Aveiro, 2014